

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО"  
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО"

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

МОШИНСЬКА АЛІНА ВАЛЕНТИНІВНА

УДК 621.391.1

ДИСЕРТАЦІЯ  
СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В МУЛЬТИСЕРВІСНИХ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

\_\_\_\_\_Мошинська А.В.

Науковий консультант: Уривський Леонід Олександрович доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки і техніки України.

Київ – 2020

## АНОТАЦІЯ

*Мошинська А.В.* **Стратегії передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах.** – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі». – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Інститут телекомунікаційних систем, Київ, 2020.

Дисертацію присвячено реалізації нових підходів оцінки ефективності сучасних мультисервісних телекомунікаційних систем. Вперше пропонується об'єднана концепція для відомих і перспективних технологій, пов'язаних з фундаментальним знанням (теорії інформації, теорії завадостійкості, теорії кодування), не втративши при цьому, напрацьованих специфічних особливостей відповідних інженерних методик.

Оскільки обсяги інформації збільшуються, а час передачі інформації скорочується, проблема передачі інформації з використанням сучасних технологій полягає в мінімізації часу обробки, транспортування і доставки інформації.

Відповідно, в інформаційному співтоваристві існує суперечність між потребами користувачів (сценаріями послуг для передачі інформації) і ресурсами, які можуть надати кошти доставки послуг - телекомунікації - для реалізації таких сценаріїв.

Вирішується задача наукового обґрунтування процедур встановлення відповідності між комплексами вимог (Сценаріями) і способами забезпечення своєчасної та достовірної передачі масивів мультисервісної інформації (Стратегіями).

Сформовано визначення Стратегії передачі інформації в мультисервісній телекомунікаційній системі. Фундаментальна Стратегія

фізичного рівня включає формулювання обґрунтованих рекомендацій, виходячи з інформаційного Сценарію, щодо:

- просторових обмежень;
- енергетичних обмежень;
- часових обмежень;
- роду зв'язку;
- частотних обмежень;
- необхідної достовірності;
- способу досягнення необхідної достовірності в поєднанні з максимальною швидкістю передачі інформаційної компоненти сигнального потоку на фізичному рівні;
- оцінки ефективності реалізації інформаційного Сценарію в межах фізичного рівня на основі порівняння пропускну здатності каналу зв'язку на основі наявних частотно-енергетичних ресурсів і досягнутої при цьому продуктивності передачі інформаційної компоненти сигнального потоку.

Сформовано методологічний базис телекомунікаційних Стратегій на Фізичному рівні. Він побудований на вирішенні фундаментального протиріччя між показниками продуктивності та достовірності: прискорення передачі інформаційних потоків при заданих ресурсах неминуче веде до втрати достовірності. Використання інструментів підтримки необхідної достовірності неминуче тягне втрати в продуктивності.

Визначені критерії та показники оцінки мультисервісних телекомунікаційних систем згідно запропонованої концепції. Вимоги до достовірності і максимальної швидкості передачі сигналів (для забезпечення умов своєчасності доставки) суперечливі на рівні базового аргументу  $h^2$  функції достовірності  $P_{ou}(h^2)$ .

Наукова новизна даного етапу роботи полягає в об'єднанні всіх фундаментальних гілок досліджень фізичного рівня, які розвиваються незалежно: теорії інформації; теорії завадостійкості; теорії кодування.

При цьому, мірою продуктивності є не традиційна швидкість передачі символів в каналі зв'язку, а швидкість передачі біт джерела інформації, яка порівнюється з потенційно досяжною при даному наборі фізичних ресурсів продуктивністю – пропускнуою здатністю каналу зв'язку.

Розроблено комплекс методик визначення показників продуктивності та достовірності, з одного боку, для широкого набору фізичних середовищ передачі (радіоканалів наземних інформаційно-телекомунікаційних систем різних видів, супутникових, оптичних систем передачі), з іншого боку, для різноманітних форматів передачі мультисервісної інформації.

Вперше отримано екстремуми продуктивності мультисервісної телекомунікаційної системи. Аналіз залежностей продуктивності без кодування сигналів різної кратності маніпуляції показав наявність екстремуму при відповідних енергетичних обставинах в каналі. Варто відмітити, що сигнали QAM-16 є продуктивнішими в точці екстремуму, ніж сигнали QAM-64. Це свідчить про раціональність використання сигналів QAM-64 в малозональних безпроводових системах на відміну від сигналів QAM-16, які доцільно застосовувати в крупнозональних безпроводових системах.

Вирішено завдання уніфікації показників продуктивності та достовірності, які розраховуються за пропонованими методиками, з діючої стандартизованої практикою оцінки цих показників на основі інструментальних вимірювань. Інструментальні виміри мають перевагу в онлайн оцінці необхідних для експлуатації характеристик. Однак ці вимірювання проводяться апостеріорі та не дають можливості апріорно судити про якість зв'язку, тим самим виключаючи фазу проектування і динамічного синтезу при побудові ІТКС.

Кожному з стандартизованих показників інструментальних вимірювань ставиться у відповідність класичний показник, пов'язаний з енергетичним станом каналу зв'язку. Така відповідність визначена вперше.

Побудовано імітаційну модель оцінки значення показників якості при певних вхідних параметрах та проаналізовано їх поведінку на певному проміжку значень вхідних параметрів. Модель на основі генератора випадкових чисел імітує цифровий канал зв'язку із завадами. З її допомогою було проаналізовано три показники якості цифрових каналів зв'язку.

Запропоновано стратегії передачі інформації в LAN мережах. Представлені експериментальні дані, які вперше отримані як функціонал традиційного аналітичного енергетичного параметра  $h^2$ , перетворюючи евристичний алгоритм для прийняття рішень про зміну типу СКК на основі роботи лічильника помилок. Цей результат є основою для порівняння використання ресурсів каналу за допомогою реалізованих алгоритмів в пристроях IEEE 802.11n, а також рекомендації, отримані в результаті аналітичного дослідження.

Запропоновано стратегії передачі інформації на прикладі технологій Wi-Fi та LTE та отримано продуктивність мобільних систем з використанням нано- і пікосот. За даними показниками зроблена оцінка продуктивності і залежності радіусу дії зони обслуговування систем з нано- і пікосотами, а також порівняно ці показники при комбінації різних видів маніпуляції та кодування.

Використання різних методів підвищення швидкості передачі даних вимагає більшого енергетичного потенціалу в каналі для підтримки необхідної достовірності прийому сигналів. Однак енергетичний ресурс обмежений в силу норм, що накладаються на показники потужності передачі сигналів від базових станцій. Таким чином, платою за досягнення більшої продуктивності мереж і передачу інформації з більшою швидкістю є зменшення розмірів зони обслуговування, нарощування кількості сот в системі бездротових телекомунікацій, ускладнення інфраструктури взаємодії базових станцій, операторських центрів і глобальної інфраструктури телекомунікацій.

Побудовано методику розрахунку показників інформаційних можливостей оптоволоконної системи передачі з розподіленням каналів за довжиною хвилі. Розрахована пропускна здатність каналу DWDM системи, та системи загалом. Розрахована продуктивність джерела інформації та системи загалом. Встановлено залежності енергетичних характеристик системи та показників інформаційних можливостей. Методика дозволяє оцінити об'єми переданої корисної інформації кінцевих користувачів у каналах DWDM – системи, з огляду додавання службових даних в процесі передачі.

Запропоновано стратегії передачі інформації на основі технології PES супутникової системи зв'язку. Стратегія передбачає можливість передавання інформації з урахуванням просторової компоненти. За результатами дослідження побудовано модель супутникового каналу передачі даних.

Вирішено завдання дослідження кількісних значень критерію інформаційної ефективності ІТКС при реалізації різноманітних Телекомунікаційних стратегій Фізичного рівня, що впливають з відповідних СК.

Ядром оцінки інформаційної ефективності є показник відношення досягнутої продуктивності джерела інформації до пропускної здатності каналу зв'язку.

Запропонована модифікована методика оцінки ефективності телекомунікаційних технологій, яка доповнює відому методику оцінки ефективності систем передавання інформації, запропоновану проф. Зюко А.Г., не змінюючи її фізичної сутності, наступними новими можливостями:

- введення шкали узагальненої ефективності  $\eta$  для визначення її числових значень у діапазоні  $0 < \eta \leq 1$ ;
- коректне відображення показників ефективності  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  на уніфікованій шкалі для дискретних та неперервних систем передачі в області, обмеженій межею Шеннона;

- доступність комплексної оцінки інформаційної ефективності різних систем на основі трьох показників інформаційної ефективності: енергетичної  $\beta$ , частотної  $\gamma$  та узагальненої  $\eta$ , які роблять таку оцінку більш об'єктивною.

- розширення діапазону параметрів, які відображаються при зміні вимог до достовірності  $P$  при оцінці інформаційної ефективності різних систем передавання інформації;

Приведені практично важливі приклади реалізації запропонованої методики, які мають прикладну цінність для дослідження систем передавання інформації на фізичному рівні.

В роботі представлені результати по організації транспортної компоненти мережі виду точка-точка із використанням засобів передавання інформації на основі стандартів IEEE 802.11xx, ретрансляції сигналу на основі кількох ліній точка-точка, і розподілом потоків інформації в точках ретрансляції; розробка принципів побудови багаторівневої адаптивної безпроводової сенсорної мережі із мобільними сенсорами.

**Ключові слова:** побудова телекомунікаційних систем, сценарій, стратегія, мультисервісна телекомунікаційна система, інформаційна ефективність, LAN, MAN, WAN, телекомунікаційний ресурс, завадостійкість, продуктивність, пропускна здатність.

## ABSTRACT

*Moshynska A.* **Information transmission strategies in multiservice telecommunication systems.** – Manuscript.

Dissertation for the Doctor of Science Degree in specialty 05.12.02 "Telecommunication Systems and Networks" - National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Institute of Telecommunication Systems, Kiev, 2020.

The dissertation is devoted to the implementation of new approaches to assessing the efficiency of modern multiservice telecommunication systems. For the first time, a unified concept for well-known and promising technologies related to fundamental knowledge (information theory, noise immunity theory, coding theory) is proposed, without losing the specific features of the relevant engineering techniques.

As the amount of information increases and the time of information transfer decreases, the problem of information transfer with modern technologies is to minimize the time of information processing, transportation and delivery.

Accordingly, in the information community, there is a conflict between the needs of users (service scenarios for transferring information) and the resources that can provide the delivery of services - telecommunications - to implement such scenarios.

The scientific substantiation problem of procedures for establishing the correspondence between sets of requirements (Scenarios) and ways of ensuring timely and reliable transmission of multiservice information arrays (Strategies) is solved.

The definition of the Strategy of information transmission in the multiservice telecommunication system has been formed. The Fundamental Physical Layer Strategy includes the formation of reasonable recommendations, based on the information scenario, regarding:



- spatial constraints;
- energy restrictions;
- time constraints;
- the type of communication;
- frequency restrictions;
- the required reliability;
- a way to achieve the required reliability in combination with the maximum transmission rate of the information component in the signal stream at the physical level;
- assessing the effectiveness of the implementation of the Information Scenario within the physical layer based on the comparison of the communication channel bandwidth on the basis of available frequency and energy resources and the transmission performance of the information component in the signal stream.

The methodological basis of the Telecommunication Strategies at the Physical level is formed. It is built on the solution of the fundamental contradiction between performance and reliability: speeding up the transmission of information flows at given resources inevitably leads to loss of reliability. The use of tools to maintain the necessary reliability will inevitably result in a loss of productivity.

Criteria and indicators of evaluation of multiservice telecommunication systems according to the proposed concept are defined. The requirements for the reliability and maximum speed of signal transmission (to ensure conditions of timely delivery) are contradictory at the level of the basic argument  $h^2$  of the  $P(h^2)$ .

The scientific novelty of this stage of work is to bring together all the fundamental branches of physical-level researches that developed independently: information theories; noise immunity theory; coding theory.

At the same time, the measure of performance is not the traditional rate of transmission of characters in the communication channel, but the rate of transmission of bits of the information source, which is compared with the potential attainable in this set of physical resources of productivity - the capacity of the communication channel.

A set of methods for determining performance and reliability indicators was developed, on the one hand, for a wide range of physical transmission mediums (radio channels of terrestrial information and telecommunication systems of different types, satellite, optical transmission systems), on the other hand, for various formats of multiservice information transmission.

For the first time, performance extremes of a multiservice telecommunication system were obtained. Analysis of performance dependencies without encoding signals of different frequency of manipulation showed the presence of extrema under the corresponding energy circumstances in the channel. It should be noted that QAM-16 signals are more productive at the extreme point than QAM-64 signals. This demonstrates the rational use of QAM-64 signals in low-bandwidth wireless systems, as opposed to QAM-16 signals, which are appropriate for use in large-bandwidth wireless systems.

The problem of unification of performance and reliability indicators calculated by the proposed methods has been solved with the current standardized practice of estimating these indicators on the basis of instrumental measurements. Instrumental measurements have the advantage of in moment evaluation of the performance characteristics required. However, these measurements are made a posteriori and do not allow a priori to judge the quality of communication, thereby excluding the design and dynamic synthesis phase in the construction of ITS.

Each of the standardized instrumental metrics is matched by a classic metric related to the energy state of the communication channel. Such compliance is determined for the first time.

A simulation model for estimating the values of quality indicators at certain input parameters is constructed and their behavior is analyzed at a certain interval of values of the input parameters. The random number generator model simulates a digital interference channel. This model analyzed three digital channel quality indicators.

Strategies for transmitting information on LAN networks are proposed. Experimental data, which were first obtained as a functional of the traditional

analytical energy parameter  $h^2$ , are presented, converting a heuristic algorithm to make decisions about changing the SCS type based on the operation of the error counter. This result is the basis for comparing channel resources using the algorithms implemented in IEEE 802.11n devices, as well as the recommendations obtained from analytical research.

Wi-Fi and LTE technology transfer strategies are proposed and the performance of nano- and picocell-based mobile systems is obtained. According to these indicators, the performance and dependence of the range of service area of the systems with nano- and picocells are evaluated, as well as in comparison of these indicators with the combination of different types of manipulation and coding.

The use of different methods of increasing the data rate requires more energy potential in the channel to maintain the necessary reliability of the signals reception. However, the energy resource is limited due to the norms imposed on the performance of the signal transmission power from the base stations. Thus, the pay to achieve greater network performance and the transfer of information at a faster rate is reduced size of the service area, increasing the number of cells in the wireless telecommunications system, complication of the base stations infrastructure, operator centers, and the global telecommunications infrastructure.

The method of calculating the information capabilities of the optical fiber transmission system with the distribution of channels over the wavelength is constructed. The bandwidth of the DWDM system and the system as a whole is calculated. The performance of the information source and the system as a whole is calculated. Dependences of energy characteristics of the system and indicators of information capabilities are established. The methodology allows us to estimate the amount of useful end-user information transmitted in the DWDM channels of the system, taking into consideration a service data added during the transfer process.

Strategies for transmitting information based on the PES technology of the satellite communication system are proposed. The strategy envisages the possibility of transmitting information based on the spatial component. According

to the results of the study, a model of satellite data transmission channel was constructed.

The problem of research of quantitative values of the criterion of information efficiency of ITS at realization of various Telecommunication strategies of the Physical layer arising from the corresponding scenario concepts has been solved.

The core of information efficiency evaluation is an indicator of the ratio of the performance of the information source to the capacity of the communication channel.

The modified technique of telecommunication technologies efficiency estimation is offered, which complements the known estimation technique for efficiency of information transmission systems, proposed by prof. Zyuko A., without changing its physical essence, with the following new features:

- introduction of the generalized efficiency scale  $\eta$  to determine its numerical values in the range  $0 < \eta \leq 1$ ;
- correct display of performance indicators  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  on a uniform scale for discrete and continuous transmission systems in the area bounded by the Shannon boundary;
- the availability of a comprehensive assessment of the information efficiency of different systems based on three indicators of information efficiency: energy  $\beta$ , frequency  $\gamma$ , and generalized  $\eta$ , which make this assessment more objective.
- expanding the range of parameters that are displayed when changing the requirements for the reliability of  $P$  when evaluating the information efficiency of different systems of information transmission;

Practically important examples of implementation of the proposed methodology are given, which have applied value for the study of information transmission systems at the physical level.

The results of organization of the transport component of a point-to-point network using means of information transmission based on IEEE 802.11xx

standards, relaying of signal on the basis of several point-to-point lines, and distribution of information flows at relay points; development of construction principles for a multilevel adaptive wireless sensor network with mobile sensors are presented in the paper.

**Keywords:** construction of telecommunication systems, scenario, strategy, multiservice telecommunication system, information efficiency, LAN, MAN, WAN, telecommunication resource, reliability, productivity, capacity.

## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. Uryvsky L. Productivity Increase of Multiservice Duplex System Using the DVB-T2 Standard / L. Uryvsky, A. Moshynska, A., S.Osypchuk // The Actual Problems of the World Today/ monograph. – London, SCIEMCEE (2019) – P. 279-296. (Наукове фахове видання з технічних наук).
2. Uryvsky L. Internet Of Things Solutions Research And Development For Widespread Usage And Applications / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk // The Actual Problems of the World Today/ monograph. – London, SCIEMCEE (2019) – P. 254-266. (Наукове фахове видання з технічних наук).
3. Уривський Л.А. Оценка производительности системы связи класса UMTS на основе модели Уолвиша –Икегами / Л.А. Уривський, А.В. Мошинская, М.С. Мусинова // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – 2010. – № 4 (16). – С. 93–100. (Google scholar. Наукове фахове видання України).
4. Уривський Л.О. Модифікована методика оцінки ефективності систем передачі інформації / Л.О. Уривський, А.В. Мошинська, К.А. Прокопенко // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2010., № 6. – С.24-29. (WorldCat, Google Scholar, OpenAIRE, РІНЦ та EBSCO. Наукове фахове видання України).
5. Ильченко М.Е. Разграничение и слияние уровней эталонной модели взаимодействия для информационно-телекоммуникационных систем / М.Е. Ильченко, Л.А. Уривський, А.В. Мошинская // Кибернетика и системный анализ. – 2011., № 4. – С. 108-116. (SCOPUS, INSPEC, Google Scholar, EBSCO, ProQuest, Academic Search, CSA Environmental Sciences, EI-Compendex, Gale, INIS Atomindex, Summon by ProQuest. Наукове фахове видання України).
6. Уривський Л.О. Співвідношення пропускну́ї здатності і продуктивності систем передачі на базі технології UMTS / Л.О. Уривський, А.В. Мошинська, К.А. Прокопенко // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2011., № 1. – С. 7-12. (WorldCat, Google Scholar, OpenAIRE, РІНЦ та EBSCO. Наукове фахове видання України).

7. Мошинская А.В. Алгоритм оценки энергетического потенциала линии оптоволоконной связи / Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – 2014., № 2(30). – С. 27-34. (Google Scholar. Наукове фахове видання України).
8. Uryvsky L. The methodology of information capabilities estimation for fiber-optics communication / L. Uryvsky, A. Moshynska // Information and Telecommunication Sciences, Volume 5, Number 1. – 2014., P. 62-65. (EBSCOhost, Engineering Village, ProQuest, STN International, Google Scholar, OpenAIRE, BASE. Наукове фахове видання України).
9. Уривський Л.О. Аналіз продуктивності заводо захищених систем передавання дискретної інформації / Л.О. Уривський, А.В. Мошинська, С.М. Вергун // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2016., № 2. – С. 7-13. (WorldCat, Google Scholar, OpenAIRE, РІНЦ та EBSCO. Наукове фахове видання України).
10. Уривський Л.О. Аналіз можливостей організації мобільного зв'язку в умовах надзвичайних ситуацій на основі стандартів 802.11xx / Л.О. Уривський, А.В. Мошинська, С.О. Осипчук // Збірник наукових праць ВІТІ, № 1, 2019. – С.110-118. (Google Scholar. Наукове фахове видання України).
11. Uryvsky L. Selection of Signal-Code Sequences in IEEE 802.11 Equipment / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – № 17 2017, P.1. – P. 60-63. (Наукове фахове видання з технічних наук).
12. Ilchenko M. Developing of Telecommunication Strategies based on the Scenarios of the Information Community /M. Ilchenko, L. Uryvsky, A. Moshynska // Springer Science + Business Media, New York. – 2017, P. 905-913. (Наукове фахове видання з технічних наук).
13. Uryvsky L. The signal-code construction method with maximum approach to the communication channel throughput / L. Uryvsky, A. Moshynska, A.

- Pieshkin, D. Hriaznov // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – № 22 2018, P.1. – P. 28-33. (Наукове фахове видання з технічних наук).
14. Osypchuk S. The effect of the features of signal code constructions forming on indicators of functionality and reliability of communication systems based on the 802.11 n/ac standards / S. Osypchuk, A. Moshynska, A.Pieshkin, B. Shmihel // Sciences of Europe, Praha, Czech Republic. - № 26 (2018), Vol.2. – P. 38-47. (Наукове фахове видання з технічних наук).
  15. Uryvsky L. Comparison of methods for determining noise immunity indicators of a multiservice transmission system / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk, B. Shmihel //Advances in Information and Communication Technologies. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 560. Springer, Cham, P. 167-185. (Наукове фахове видання з технічних наук).
  16. Moshynska A. Resource estimation of data transmission digital channels in satellite communication systems / The scientific heritage, Budapest, Hungary. – № 33 2019, P.1. – P. 50-54. (Наукове фахове видання з технічних наук)
  17. Uryvsky L. IoT solutions research and development for wide range applications / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk, V. Kyrashchuk // Sciences of Europe, Praha, Czech Republic. Vol.1, No 36 (2019). – P. 40-54. (Наукове фахове видання з технічних наук).
  18. Uryvsky L. The simulation model for calculating the indicators of digital communication signals quality transmission / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk, D. Heorgin // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – № 34 2019, Vol.1. – P. 21-31. (Наукове фахове видання з технічних наук).
  19. Uryvsky L. Evaluation of the automatic power control effectiveness in radio communication systems ad-hoc / / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk // Danish scientific journal DSJ. – № 22 (2019), Vol.1. – P. 68-72. (Наукове фахове видання з технічних наук).
  20. Uryvsky L. Analysis of properties of the wideband signals in the low energy conditions / L. Uryvsky, A. Moshynska, B. Shmihel // Sciences of Europe,



Praha, Czech Republic. - № 37 (2019), Vol.1. – P. 60-63. (Наукове фахове видання з технічних наук).

21. Uryvsky L. Increasing the wireless systems information efficiency using LDPC coding / L. Uryvsky, A. Moshynska, S.Osypchuk // Information and Telecommunication Sciences, Volume 10, Number 1. – 2019.– P. 5-10. (EBSCOhost, Engineering Village, ProQuest, STN International, Google Scholar, OpenAIRE, BASE. Наукове фахове видання України).
22. Uryvsky L. The ability to overcome the multipath factor in the radio channels of the microwave range based on OFDM technology / L. Uryvsky, A. Moshynska, B. Shmihel, V. Solianikova // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – № 37 2019, Vol.1. – P. 51-55. (Наукове фахове видання з технічних наук).
23. Уривський Л. О., Вергун С.М., Мошинська А. В., Осипчук С.А., Пешкін А.М. Спосіб досягнення максимальної продуктивності в дискретному каналі зв'язку із завадостійким кодуванням / Патент на корисну модель – Заявка № u201605457 від 20.05.2016.

#### **Матеріали та тези конференцій:**

24. Урывский Л. А. Анализ применимости модели Уолвиша –Икегами для анализа системы с технологией UMTS / Л.А. Урывский, А.В. Мошинская, М.С. Мусинова // Матеріали науково-практичного семінару молодих науковців : Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник, Україна, Київ. – 2010., № 1. – С. 23-27.
25. Урывский Л. А. Свойства сигналов на основе ортогонального базиса Уолша, как инструментов многоканального доступа и средства повышения помехоустойчивости / Л.А. Урывский, А.В. Мошинская, О.О. Аврамец // Матеріали науково-практичного семінару молодих науковців : Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник, Україна, Київ. – 2010., №2. – С. 25-28.
26. Мошинская А.В. Методика оценки информационных возможностей канала спутниковой связи / А.В. Мошинская, И.О. Аврамец // Матеріали науково-практичного семінару молодих науковців : Вісник Українського науково-

дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник, Україна, Київ.  
– 2010., №.2. – С.35-39.

27. Урывский Л. А. Исследование информационных возможностей широкополосных и сверхширокополосных сигналов / Л.А. Урывский, А.В. Мошинская // «Проблеми телекомунікацій»: четверта міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-10) 25-27 квітня 2010 р., Україна, Київ. – 2010. – С. 47.
28. Урывский Л. А. Оценка пропускной способности цифровых каналов волоконно-оптических систем с технологией DWDM / Л.А. Урывский, А.В. Мошинская // «Проблеми телекомунікацій»: п'ята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-11) 19-22 квітня 2011 р., Україна, Київ. – 2011. – С. 96.
29. Урывский Л. А. Использование критериев многоуровневой оптимизации в задачах анализа мультисервисных телекоммуникационных систем / Л.А. Урывский, А.В. Мошинская // «Проблеми телекомунікацій»: восьма міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-14) 22-25 квітня 2014 р., Україна, Київ. – 2014. – С. 477-481.
30. Урывский Л. А. Методика оценки качества цифрового сигнала / Л.А. Урывский, А.В. Мошинская // «Проблеми телекомунікацій»: дев'ята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-15) 21-24 квітня 2015 р., Україна, Київ. – 2015. – С. 68-71.
31. Мошинская А.В. Синтез методики оценки качества цифрового сигнала / А.В. Мошинская, Д. А. Георгин // «Проблеми телекомунікацій»: десята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-16) 19-22 квітня 2016 р., Україна, Київ. – 2016. – С. 62-64.
32. Moshynska A. Shaping the telecommunication strategies for multiservice system based on information society scenarios // International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), Ukraine, Kyiv, 2016. – IEEE Xplore Digital Library. – P.1-4.

33. Мошинская А.В. Анализ показателей качества цифрового сигнала / А.В. Мошинская, Д. А. Георгин // «Проблеми телекомунікацій»: одинадцята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-17) 18-21 квітня 2017 р., Україна, Київ. – 2017. – С. 54-56.
34. Uryvsky L. Efficiency analysis of signal-code sequences selection algorithms on IEEE 802.11 equipment / L.Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // V International scientific conference «Advanced Information Systems and Technologies» – НУ «Львівська політехніка», 2017, Україна, Львів. – 2017. – P. 1-4.
35. Uryvsky L. Analysis of digital signal quality indicators based on analytic and stochastic modeling / L.Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), ), Ukraine, Odessa, 2017. – IEEE Xplore Digital Library. – P. 1-4 .
36. Uryvsky L. Applied research of Modulation-Coding Schemes selection algorithms effectiveness in 802.11 equipment / L.Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // 4-th International Scientific-Practical Conference Problems of Informatics Science and Technology (PIC S&T 2017), 2017, ХНУРЕ, Україна, Харків. – 2017. – P. 20-25.
37. Уривський Л.О. Декомпозиція процесів переходу від сценарію до стратегії передачі інформації у мультисервісній системі / Л.О. Уривський, А.В. Мошинська // «Проблеми телекомунікацій»: дванадцята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-18) 16-20 квітня 2018 р., Україна, Київ. – 2018. – С. 30-32.
38. Ilchenko M. Empirical and analytical energy thresholds of Modulation-Coding Schemes research in IEEE 802.11n devices / M. Ilchenko, L.Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). Date of Conference: 20-24 Feb. 2018. Conference Location: Lviv-Slavske, Ukraine. – 2018. – P. 991-994.

## ЗМІСТ

	Стор.
<b>ЗМІСТ.....</b>	20
<b>ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ.....</b>	27
<b>ВСТУП.....</b>	29
<b>РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМАТИКА ПОБУДОВИ</b>	
<b>МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ</b>	
<b>НА ОСНОВІ ПРИНЦИПІВ ПРИКЛАДНОЇ ТЕОРІЇ</b>	
<b>ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ.....</b>	39
1.1. Сутність проблематики передачі інформації в мультисервісній телекомунікаційній системі .....	39
1.1.1. Особливості реалізації стратегій функціонування телекомунікаційних систем на фізичному рівні в умовах забезпечення їх мультисервісності.....	46
1.1.2. Аналіз проблематики передачі інформації в мультисервісній телекомунікаційній системі в сучасній науці...	48
1.1.3. Методологія передачі інформації для забезпечення сервісів в мультисервісних телекомунікаційних системах. Поняття Інформаційного Сценарію і Телекомунікаційної Стратегії.....	50
1.2. Методологія опису мультисервісних телекомунікаційних систем в категоріях прикладної теорії інформації.....	56
1.2.1. Декомпозиція і злиття рівнів еталонної моделі взаємодії відкритих систем в контексті критерію інформаційної ефективності.....	56
1.2.2. Взаємозв'язок ресурсів мультисервісної телекомунікаційної системи і її інформаційних можливостей на основі побудови функціоналів багаторівневої оптимізації на фізичному рівні.....	60
1.3. Обґрунтування критерію ефективності передачі інформації в	

мультисервісних телекомунікаційних системах.....	64
Висновки до розділу 1.....	69
<b>РОЗДІЛ 2. СТРАТЕГІЇ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЯКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ ПРИ МАКСИМАЛЬНОЇ ПРОДУКТИВНОСТІ КАНАЛІВ МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ФІЗИЧНУ РІВНІ.....</b>	<b>71</b>
2.1. Характеристики мультисервісних телекомунікаційних систем на фізичному рівні.....	71
2.2. Узагальнена модель передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах на фізичному рівні.....	72
2.2.1. Інформаційні характеристики мультисервісної телекомунікаційної системи на фізичному рівні.....	74
2.2.2. Особливості визначення показників продуктивності в мультисервісній телекомунікаційній системі.....	76
2.2.3. Використання математичних моделей перетворення сигналів в мультисервісній телекомунікаційній системі.....	83
2.3. Реалізація сформованих стратегій процесів передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах на фізичному рівні...	87
2.3.1. Методика досягнення максимумів продуктивності в умовах зміни енергетики в каналі телекомунікацій.....	87
2.3.2. Методика досягнення максимумів продуктивності в умовах фіксованого енергетичного показника.....	91
Висновки до розділу 2.....	99
<b>РОЗДІЛ 3. СТРАТЕГІЇ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ.....</b>	<b>101</b>
3.1. Аналіз сучасних методів оцінки якості каналів мультисервісних телекомунікаційних систем.....	102
3.1.1. Ієрархія існуючих показників якості каналів	

телекомунікацій.....	105
3.1.1.1. Коефіцієнт бітових помилок.....	107
3.1.1.2. Часові показники якості каналів телекомунікацій...	108
3.1.2. Ймовірнісна оцінка параметрів якості цифрових каналів	111
3.1.3. Нові тенденції та стандарти для оцінки показників якості цифрових каналів телекомунікацій.....	113
3.2. Розробка уніфікованої методики визначення якості каналів мультисервісних телекомунікаційних систем.....	114
3.2.1. Помилковий блок.....	116
3.2.2. Секунда з помилками.....	117
3.2.3. Секунда з численними помилками.....	118
3.2.4. Методика оцінки якості цифрових сигналів каналів телекомунікацій.....	120
3.2.4.1. Постановка задачі.....	120
3.2.4.2. Синтез методики оцінки якості цифрових сигналів каналів телекомунікацій.....	121
3.2.5. Ієрархія синтезованої системи параметрів якості цифрових сигналів каналів телекомунікацій.....	124
3.3. Порівняння показників якості передачі цифрових сигналів каналів в мультисервісних телекомунікаційних системах.....	126
Висновки до розділу 3.....	136
<b>РОЗДІЛ 4. СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У</b>	
<b>МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ</b>	
<b>НА РІВНІ LAN.....</b>	<b>138</b>
4.1. Ієрархія мереж, об'єднаних в мультисервісну телекомунікаційну систему.....	138
4.2. Стратегії передачі інформації на основі технологій Ethernet, xDSL.....	140
4.2.1. Стратегії передачі інформації на основі технологій Ethernet.....	140

4.2.2. Стратегії передачі інформації на основі технологій xDSL..	144
4.3. Стратегії передачі інформації з використанням технологій на основі стандарту 802.11.xx.....	149
Висновки до розділу 4.....	157
<b>РОЗДІЛ 5. СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У</b>	
<b>МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ</b>	
<b>НА РІВНІ MAN.....</b>	<b>158</b>
5.1. Стратегії передачі інформації на основі технології 3G.....	158
5.1.1. Існуючі стратегії передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах 3G та оцінка інформаційних можливостей їх каналів.....	158
5.1.1.1. Оцінка пропускної здатності каналу телекомунікацій з технологією UMTS.....	159
5.1.1.2. Оцінка продуктивності каналу телекомунікацій з технологією UMTS.....	162
5.2. Формування стратегій передачі інформації 4G, 5G на основі технології Wi-Fi та LTE.....	167
5.2.1. Визначення показників завадостійкості сигналів LTE та Wi-Fi.....	172
5.2.2. Оцінка продуктивності систем з використанням нано- і пікосот.....	173
Висновки до розділу 5.....	181
<b>РОЗДІЛ 6. СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У</b>	
<b>МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ</b>	
<b>НА РІВНІ WAN.....</b>	<b>183</b>
6.1. Стратегії передачі інформації на основі технології DWDM .....	183
6.1.1. Дослідження енергетичних характеристик сигналів у системі з технологією DWDM волоконно-оптичних мереж зв'язку.....	183
6.1.1.1. Аналіз процесів взаємного впливу оптичних сигналів	

<i>при їх розповсюдженні у нелінійному середовищі.....</i>	184
6.1.2. Аналіз шумових характеристик каналів волоконно-оптичних мереж.....	187
6.1.3. Методика оцінки енергетичних характеристик сигналів у системі з технологією DWDM волоконно-оптичних мереж зв'язку.....	189
6.1.4. Методика оцінки показників якості у каналах волоконно-оптичних мереж зв'язку з технологією DWDM.....	192
<i>6.1.4.1. Побудова моделі волоконно-оптичного каналу системи з технологією DWDM.....</i>	194
<i>6.1.4.2. Методика розрахунку показників достовірності волоконно-оптичного каналу системи з технологією DWDM</i>	198
6.1.5. Методика розрахунку інформаційних можливостей волоконно-оптичного каналу системи з технологією DWDM...	204
<i>6.1.5.1. Методика розрахунку пропускної здатності цифрової волоконно-оптичної DWDM системи.....</i>	204
<i>6.1.5.2. Методика розрахунку продуктивності цифрової волоконно-оптичної DWDM системи.....</i>	208
6.2. Стратегії передачі інформації на основі супутникової технології PES.....	211
6.2.1. Принципи передавання інформації в супутникових системах з технологією PES.....	211
6.2.2. Дослідження енергетичних характеристик супутникової лінії .....	214
6.2.3. Характер зміни пропускної здатності та продуктивності в каналах супутникової системи зв'язку з технологією PES.....	218
6.3. Стратегії передачі інформації в наземних лініях зв'язку на основі технології DVB-T2.....	224
6.3.1. Аналіз технологічних особливостей стандарту DVB-T2	



щодо підвищення завадостійкості у мультисервісній телекомунікаційній системі.....	226
6.3.1.1. Особливості використання процедур обробки інформації стандарту DVB-T2 для підвищення завадостійкості в системах дуплексної передачі інформації.....	227
6.3.1.2. Пропозиції щодо доцільності вдосконалення процедур обробки сигналів стандарту DVB-T2 в дуплексній системі.....	228
6.3.2. Пропозиції щодо підвищення завадостійкості дуплексної системи передавання інформації при використанні в ній перетворень стандарту DVB-T2.....	229
6.3.3. Порівняльний аналіз залежності бітової швидкості передачі від відстані між приймачем та передавачем для неідеальних умов та пропозиції щодо підвищення завадостійкості ліній РРЛ.....	232
Висновки до розділу 6.....	235
<b>РОЗДІЛ 7. ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ СФОРМОВАНИХ СТРАТЕГІЙ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ</b>	238
7.1. Аналіз взаємозв'язку критерію та показників інформаційної ефективності мультисервісних телекомунікаційних систем.....	238
7.2. Порівняльний аналіз стратегій передачі інформації за показником досягнутої продуктивності.....	247
7.2.1. Дослідження продуктивності системи передачі бінарних дискретних сигналів.....	247
7.2.2. Дослідження продуктивності системи передачі багатопозиційних дискретних сигналів.....	250
7.3. Порівняльний аналіз стратегій передачі інформації за показниками інформаційної ефективності.....	252
Висновки до розділу 7.....	257

<b>ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ.....</b>	<b>259</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>266</b>
<b>ДОДАТКИ</b>	
Додаток А Вимірювання показників якості цифрових сигналів.....	282
Додаток Б Верифікація уніфікованої методики на основі імітаційної моделі обчислення показників якості.....	294
Додаток В Лістинг програми імітаційної моделі, що застосовується для аналізу показників якості передачі цифрових сигналів зв'язку. Мова програмування C#.....	300
Додаток Г Вплив нелінійних ефектів оптичного середовища на сигнали в системах DWDM.....	306

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ

ІТКС – інформаційно-телекомунікаційних система  
СК – сценарна концепція  
ФУ – фізичний рівень моделі OSI  
ІТТ – інформаційно-телекомунікаційні технології  
СПІ – система передачі інформації  
ТІ – теорія інформації  
ТЗ – теорія завадостійкості  
ТК – теорія кодування  
ВОЛЗ – волоконо-оптична лінія зв’язку  
РРЛ – радіо релейна лінія  
ШСЗ – штучний супутник Землі  
ЦЗС – центральна Земна станція  
СКК – сигнально-кодова комбінація  
OSI – Open system Interconnection Reference Model  
WAN – World - Wide Area Network  
MAN – Metropolitan Area Network  
LAN – Local Area Network  
ATM – asynchronous transfer mode  
GSM – Global System for Mobile Communications  
FDMA – Frequency Division Multiple Access  
TDMA – Time Division Multiple Access  
LTE – Long-Term Evolution  
OFDM – Orthogonal frequency-division multiplexing  
DVB-T2 – Digital Video Broadcasting — Second Generation Terrestrial  
QPSK – Quadro phase-shift keying  
QAM – Quadrature Amplitude Modulation  
BPSK – binary phase-shift keying  
BER – Bit Error Rate

QoS – quality of service

NGN – Next Generation Network

VoIP – voice over IP

ITU – International Telecommunication Union

PDH – Plesiochronous Digital Hierarchy

SDH – Synchronous Digital Hierarchy

WDM – Wavelength Division Multiplexing

ES – Errored Seconds

EBR – ErroredBlock Ratio

ESR – Errored Second Ratio

SESR – Severely Errored Second Ratio

BEP – Bit Error Probability

FEC – Forward Error Correction

SEP – Severely Errored Period

SEPI – Severely Errored Period Intensity

DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing

DSL – Digital Subscriber Line

Wi-Fi – Wireless Fidelity IEEE 802.11

SNR – signal-to-noise ratio

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System

BASK – binary amplitude shift keying

VSAT – Very Small Aperture Terminal

PES – Personal Earth Station

ODLC – Optimum Data Link Control

ACM – adaptive coding and modulation

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Глобалізація інформаційного суспільства характеризується стрімким зростанням його інформаційних потреб. Всеосяжна цифровізація переданих повідомлень, високі швидкості передачі, мультисервісність інформаційно-телекомунікаційних систем (ІТКС) є невід'ємними принципами засобів обміну інформацією.

Незалежний розвиток фундаментального наукового знання в таких теоріях, як теорія завадостійкості, теорія кодування і теорія інформації стало причиною, часом, безсистемного підходу при створенні телекомунікаційних систем і технологій.

Вперше в рамках прикладної теорії інформації для телекомунікацій вони об'єднані в єдиний комплекс і стали надійною основою фундаментальних наукових досліджень в галузі телекомунікацій.

З одного боку, оцінка якості та ефективності сучасних телекомунікаційних технологій побудовані на фактично вимірних швидкостях, кількості помилок в блоках, доходах та витратах.

Ці методи оцінки переважно евристичні. Методики, пов'язані з різними телекомунікаційними технологіями (мобільними, радіорелейними, супутниковими, волоконно-оптичними), побудовані на специфічних показниках, які не є універсальними. Вони не опираються на фундаментальну науку.

Тому, актуальною є задача пошуку об'єднаної концепції для відомих і перспективних технологій, пов'язаних з фундаментальним знанням (теорії інформації, теорії завадостійкості, теорії кодування), не втративши при цьому, напрацьованих специфічних особливостей відповідних методик.

З іншого боку, призначені для користувача технології (сервіси), як продукт інформаційної сфери, диктують телекомунікаційній сфері (яка обслуговує інформаційну сферу) нові вимоги. Їх головною особливістю є екстремальний характер показників телекомунікаційної інфраструктури: багато, швидко, достовірно. До сих пір ці вимоги розглядалися, як

суперечливі і водночас не досяжні. Актуальною постає задача наукового обґрунтування процедур встановлення відповідності між комплексами вимог (Сценаріями) і способами забезпечення своєчасної та достовірної передачі масивів мультисервісної інформації (Стратегіями).

Проблема полягає в тому, що обидві задачі пов'язані через показники інформаційної ефективності (за принципом відповідності в просторі інформаційних запитів і телекомунікаційних можливостей), проте, до цих пір таке завдання не ставилося і не вирішувалося.

Слід зазначити, що в напрямку вирішення даного протиріччя працює багато наукових шкіл і вчених, наприклад, Зайченко О.Ю., в рамках завдань аналізу і оптимізації телекомунікаційних технологій, Лемешко О.В., в рамках завдань оптимізації та якості інфокомунікацій, Банкет В.Л., в рамках завдань завадостійкості і ефективності систем телекомунікацій. Серед зарубіжних вчених, які працюють над завданнями ефективного використання ресурсів телекомунікацій виступають Р. Галагер, Р.Л. Стратанович, Р. Ленерт та інші.

Сучасне уявлення про діючі та перспективні телекомунікації базується на 7-рівневої моделі OSI.

На вершині цієї пірамідальної моделі розташований рівень застосувань – потреб суспільства в інформаційних послугах (ІП). Сукупність вимог з надання ІП, що пред'являються до конкретної ІТКС, назовемо **Сценарієм**. Однак об'єктивні обмеження за обсягом наданих ресурсів, технологічних досягнень можуть бути перешкодою до реалізації всіх пред'явлених в Сценарії ІП. Потенційно реалізовану сукупність ІП будемо називати **Сценарної концепцією (СК)**, що розглядається ІТКС.

Рівень уявлень формалізує відповідність характеристик ІП з параметрами ІТКС.

Через протоколи сеансового рівня, мережеву інфраструктуру транспортного і мережевого рівнів, протоколи доступу користувачів до ІТКС канального рівня модель OSI звертається до основи піраміди - **фізичного рівня**, на який покладено завдання забезпечення потреб усіх вищевказаних

рівнів за показниками **продуктивності** (досягнутих обсягів переданої інформації) та **достовірності** переданої інформації.

Отже, при виконанні завдань фізичного рівня необхідно врахувати всю сукупність потенційних вимог вищих рівнів, визначивши доцільні види зв'язку, фізичне середовище передачі, роду зв'язку, способи перетворення інформаційних потоків в вихідні електричні сигнали і далі - в сигнали в середовищі передачі, а також способи обробки прийнятих сигналів для досягнення необхідних показників **продуктивності** та **достовірності**.

Прийняті відповідно до **Сценарної концепції** рішення по реалізації функцій ІТКС на фізичному рівні назвемо **Телекомунікаційної стратегією фізичного рівня** (ТКС ФУ) даної ІТКС.

В цілому робота присвячена методології формування **Телекомунікаційних стратегій** ФУ на основі різноманітних **Сценарних концепцій** діючих і перспективних ІТКС.

В роботі проведено теоретичні дослідження телекомунікаційних систем і мереж на базі радіорелейних, супутникових, тропосферних, волоконно-оптичних і кабельних ліній електрозв'язку.

Слід зазначити актуальність даних досліджень в рамках проблематики розвитку телекомунікацій в бізнес секторі. На даному етапі ринок телекомунікаційних послуг є, здебільшого таким, який обслуговує представників Інформаційних технологій. Сфера компетенції ІТ замикається на 2-х верхніх рівнях моделі OSI (застосувань та представлень) та відповідає за створення, обробку, зберігання інформації, створення інформаційних послуг у вигляді окремих застосувань і т.п.

При цьому, забезпечення в транспортуванні пропонованих ІТ послуг покладається на сферу телекомунікацій. Ситуація така, що на даний момент саме ІТ диктує, в якому обсязі і на яких умовах здійснюється використання телекомунікаційних послуг на ринку.

Перспективним напрямком для сфери телекомунікацій є автономне функціонування і надання своїх послуг на рівні з ІТ.

Іншим аспектом актуальності є можливість віртуалізації всіх рівнів моделі OSI, крім фізичного рівня. Не існує способів та інструментів, здатних віртуалізувати фізичне середовище і фізичні носії інформації.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**

Дисертаційна робота була виконана в Інституті телекомунікаційних систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» у межах наступних наукових тем та проектів:

НДР № 0114U006305 «Оцінка стану розробки станції радіорелейного зв'язку з заводо захищеним багатofункціональним модемом»;

НДР № 0113U002491 «Синтез та конструктивна реалізація сигнально-кодових конструкцій в каналах з багатопозиційною маніпуляцією в системах супутникового та радіорелейного зв'язку»;

НДР № 0115U000259 «Розробка уніфікованого пристрою заводостійкої передачі інформації у високошвидкісних каналах радіорелейного та супутникового зв'язку»;

НДР № 0116U004885 «Дослідження характеристик сучасних цифрових станцій радіорелейного зв'язку на основі стандарту IEEE 802.11ac та рекомендації щодо їх покращення»;

НДР № 0117U004282 «Методи та системи управління безпроводовими сенсорними мережами із мобільними сенсорами, телекомунікаційними наземними вузлами та аероплатформами у зоні надзвичайної ситуації»

**Мета і задачі дослідження.** Метою дисертаційної роботи виступає розроблення ефективних методів розподілу інформації в телекомунікаційних системах і мережах зв'язку на основі встановлення відповідності між комплексами вимог (Сценаріями) і способами забезпечення своєчасної та достовірної передачі масивів мультисервісної інформації (Стратегіями) на основі критерію інформаційної ефективності з метою максимально продуктивного використання телекомунікаційних ресурсів в процесах передачі інформаційних потоків.



Відповідно до мети, основними завданнями дослідження є:

1. Створення методології **трансформації** інформаційних **Сценаріїв** прикладного рівня в фундаментальні **Стратегії** фізичного рівня;
2. Обґрунтування **критерію інформаційної ефективності** як інструменту оптимізації умов відповідності між мультисервісними Сценаріями і Стратегіями передачі інформації в телекомунікаційних системах;
3. Розробка методів і методик досягнення **максимумів продуктивності** в умовах обмежень, що задаються обраними **Сценаріями**;
4. Оцінка **якості** передачі інформації в мультисервісних системах на основі гармонізації фундаментальної **теорії** і сучасних **стандартів** телекомунікацій;
5. Визначення **шляхів реалізації** вимог до продуктивності та якості обслуговування в мультисервісних сценаріях на основі обраних стратегій передачі інформації;
6. **Оцінка інформаційної ефективності** сформованих Стратегій передачі інформації в мультисервісних системах при реалізації відповідних мультисервісних Сценаріїв.

**Об'єкт дослідження.** Мультисервісна телекомунікаційна система.

**Предмет дослідження.** Стратегії передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах відповідно до сформованих Сценаріїв на фізичному рівні.

**Методи дослідження.** Методи математичного аналізу, теорія системного аналізу, теорія інформації, теорія потенційної завадостійкості, теорія оптимізації, математична статистика, методи і методики імітаційного моделювання

**Наукова новизна одержаних результатів.**

1. Розробка методології **встановлення умов відповідності** між мультисервісними сценаріями і стратегіями передачі інформації в телекомунікаційних системах на основі **оптимального поєднання процесів**

**передачі інформації**, що відрізняється від відомих результатів тим, що методологія об'єднує в собі наскрізну послідовність способів і методик, що охоплюють всі рівні моделі OSI.

2. Встановлення умов досягнення **екстремумів продуктивності** на фізичному рівні в каналах систем зв'язку, які відрізняються від відомих результатів тим, що умови визначені на основі вибору оптимальної **швидкості передачі інформації** за умови досягнення необхідної достовірності.

3. Встановлення умов досягнення **екстремумів продуктивності** на фізичному рівні в каналах систем зв'язку, які відрізняються від відомих результатів тим, що умови визначені на основі вибору оптимальних **енергетичних умов передачі інформації** та на основі використання оптимального поєднання модуляційних властивостей сигналів і засобів завадостійкого кодування.

4. Розроблення методів підвищення пропускної здатності систем передавання повідомлень у каналах зв'язку, які відрізняються від відомих результатів тим, що умови визначені на основі вибору оптимальних **енергетичних умов передачі інформації** та на основі використання оптимального поєднання модуляційних властивостей сигналів і засобів завадостійкого кодування.

5. Розробка **уніфікованої методики оцінки показників якості зв'язку** в мультисервісних системах зв'язку, що відрізняється від існуючих методик тим, що методика дозволяє відобразити результати інструментальної оцінки якості цифрових каналів зв'язку за **діючими міжнародними стандартами** в структурі показників **класичної теорії завадостійкості**.

6. Імплементация критерію інформаційної ефективності через **модифікований показник** в однокритеріальній багатопараметричній задачі оптимізації процедур використання телекомунікаційних ресурсів для досягнення **максимальної продуктивності мультисервісних систем зв'язку**, що відрізняється від відомих результатів тим, що максимізація

показника інформаційної ефективності досягається за умови забезпечення заданих показників достовірності та своєчасності передачі інформації.

### **Практичне значення результатів.**

Прикладним аспектом дослідження є розробка способів управління параметрами ІТКС:

- для досягнення максимального наближення продуктивності до пропускної здатності досліджуваних каналів зв'язку при заданих фізичних ресурсах систем зв'язку або
- для досягнення максимальної продуктивності каналу на основі потенційної динаміки фізичних ресурсів ІТКС при відомих обмеженнях на ці ресурси.

В роботі представлені результати по організації транспортної компоненти мережі виду точка-точка із використанням засобів передавання інформації на основі стандартів IEEE 802.11xx, ретрансляції сигналу на основі кількох ліній точка-точка, і розподілом потоків інформації в точках ретрансляції; розробка принципів побудови багаторівневої адаптивної безпроводової сенсорної мережі із мобільними сенсорами.

Апробація отриманих теоретичних результатів та конструктивних реалізацій адаптивних модемів для НВЧ діапазону у телекомунікаційних системах високошвидкісного розподілу інформації здійснюється на виробничій базі ПАТ НПО «ЕЛМІЗ».

Результати дисертаційної роботи можна використовувати для побудови нових стратегій розширення покриття, обслуговування та підтримка нових безпроводових технологій і варіантів використання через платформи (наприклад, для побудови Internet of Things), а також для раціонального використання недослідженого сьогодні спектра.

**Достовірність отриманих результатів** забезпечується комплексним підходом щодо аналізу властивостей об'єктів досліджень із використанням сучасних та фундаментальних методів досліджень. Додатковим фактором перевірки достовірності отриманих результатів є їх порівняння з методами

імітаційного моделювання та натурними випробуваннями; обговорення на міжнародних конференціях та з експертами в області дослідження. Результати дисертації опубліковані в авторитетних рецензованих міжнародних та вітчизняних фахових виданнях.

**Особистий внесок здобувача.** У дисертаційній роботі результати досліджень [1-38], проведені здобувачем особисто та співробітництві з колегами. Дисертантка брала участь у підготовці та проведенні теоретичних та експериментальних дослідженнях, самостійно проводила комп'ютерне моделювання та опису результатів. Брала участь у поставці завдань досліджень та інтерпретації результатів, теоретичних розрахунках, побудові моделей, в написанні та обговоренні наукових робіт [1-38]. У роботах [1,2,23] особисто дисертанткою були проведені експериментальні дослідження та побудовані моделі передачі інформації для технологій безпроводового зв'язку. Проаналізована та удосконалена методика оцінки ефективності передачі інформації по каналах телекомунікацій. У роботах [4,6,25,29] нею були проведені обробка, моделювання та інтерпретація результатів дослідження інформаційних властивостей супутникових та оптоволоконних систем телекомунікацій на прикладі технологій PES та DWDM. У роботах [5,15,30,31] дисертанткою проведений теоретичний аналіз, розроблена методика оцінки інформаційних можливостей супутникових та оптоволоконних систем телекомунікацій, розроблена методика уніфікованої методики оцінки якості цифрових сигналів в каналах телекомунікацій. В роботах [3,7-14,16-22,24,26-28,32-37] дисертантка брала участь у постановці завдань, у проведенні аналітичних розрахунків та побудові моделей та методик.

Обговорення результатів, формулювання висновків та рекомендації щодо інтерпретації результатів проводилася за участю наукового консультанта, професора Уривського Л.О. та інших співавторів.

Основна частина результатів доповідалася автором особисто на вітчизняних та міжнародних конференціях [26-33,35,36].

**Апробація результатів дисертації.** Основні результати, викладені в дисертації, доповідались и обговорювались на таких вітчизняних та міжнародних конференціях, як: науково-практичного семінару молодих науковців : Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку (Київ, Україна, 2010); «Проблеми телекомунікації»: четверта міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-10) (Київ, Україна, 2010); «Проблеми телекомунікації»: п'ята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-11) (Київ, Україна, 2011); «Проблеми телекомунікації»: восьма міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-14) (Київ, Україна, 2014); 22nd Telecommunications Forum TELFOR 2014 (Belgrad, Serbia 2014); «Проблеми телекомунікації»: дев'ята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-15) (Київ, Україна, 2015); «Проблеми телекомунікації»: десята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-16) (Київ, Україна, 2016); International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo) (Київ, Україна, 2016); «Проблеми телекомунікації»: одинадцята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-17) (Київ, Україна, 2017); V International scientific conference «Advanced Information Systems and Technologies» (Львів, Україна, 2017); International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo) (Одеса, Україна, 2017); 4-th International Scientific-Practical Conference Problems of Info-communications Science and Technology (PIC S&T`2017) (Харків, Україна, 2017); «Проблеми телекомунікації»: дванадцята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-18) (Київ, Україна, 2018); 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) (Львів-Славське, Україна, 2018); The Third International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo`2018) (Одеса, Україна, 2018); «Перспективи телекомунікацій»:

тринадцята міжнародна науково-технічна конференція, присвячена дню науки в Україні (ПТ-19) (Київ, Україна, 2019).

**Публікації.** Матеріали дисертації опубліковані в 22 виданнях, зокрема, в 2 розділах колективних монографій [13,17], у 8 статтях зарубіжних наукових видань, 14 статтях у провідних вітчизняних фахових виданнях, а також у 15 збірниках тез міжнародних наукових конференціях.

**Структура та об'єм дисертації.** Дисертаційна робота складається зі вступу, обґрунтування доцільності досліджень та огляду існуючих результатів в обраній проблематиці, 7 розділів оригінальних досліджень, висновку, списку використаних джерел та додатків. Дисертація містить 339 сторінок, із них 298 сторінок основного тексту, 103 рисунків, з них окремо 10 відображено на 10 сторінках, інші вмонтовані до тексту, 36 таблиць, з яких 7 зображено на 7 окремих сторінках, інші вмонтовано до тексту, список використаних джерел із 127 найменувань на 16 сторінках.

## **РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМАТИКА ПОБУДОВИ МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ПРИНЦИПІВ ПРИКЛАДНОЇ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

### **1.1. Сутність проблематики передачі інформації в мультисервісній телекомунікаційній системі**

У сучасному світі простір телекомунікацій переживає епоху бурхливої еволюції, потенціал якої накопичувався протягом останніх двох десятиліть. Така еволюція проявляється в декількох важливих напрямках. Головним напрямком слід вважати тенденцію до злиття раніше взаємно незалежних технологій: інформаційних і телекомунікаційних.

У стратегії розвитку цивілізованих країн домінуючою стає концепція інформаційного суспільства, в якому матеріальною основою стають інформаційно-телекомунікаційні технології (ІТТ). У них тісно переплітаються завдання створення, зберігання, вільного обміну в необмеженій просторовому ресурсі значних обсягів інформації, які рухаються від джерел до численних споживачам.

Таким чином, інформаційне суспільство формується як глобальне. Воно включає в себе: світову «інформаційну економіку», єдиний світовий інформаційний простір; глобальну інформаційну інфраструктуру [20].

В інформаційному суспільстві ділова активність перетікає в інформаційно-комунікативне середовище - масштабну телекомунікаційну мережу, призначену для задоволення особистісних, соціально-групових і громадських інформаційно-комунікаційних потреб щодо використання інформаційно-телекомунікаційних технологій.

Наслідком реалізації базового напрямку еволюції є технологічна конвергенція, тобто формування єдиної інтегрованої інформаційної платформи на основі злиття телекомунікаційної, комп'ютерно-електронної,

аудіовізуальної техніки. Ця тенденція породжує конвергенцію інформаційних послуг.

Як у другій половині XX ст. телебачення інтегрувала в собі інші засоби масової комунікації (радіо, кіно, пресу), створивши мас-медійне середовище, таким же чином і сучасна інформаційно-телекомунікаційне середовище об'єднує різноякісні інформаційні потоки в єдиний простір, яке може бути названо гіпермедіа. Його основу складає Інтернет і бездротові додатки, які вбирають всі масові засоби комунікацій, включаючи телебачення.

В результаті за останні двадцять років світові технології передачі інформації віддалилися від фази переваги стаціонарної телефонної мережі, як основної форми засобів комунікацій, і перейшли до фази переваги мобільних засобів зв'язку, зростання обсягу Інтернет-комунікацій, поширення широкосмугових бездротових систем.

Таким чином, телекомунікаційна компонента ІТТ стає системою передачі інформації (СПІ), призначеної для доставки інформації від одного об'єкта (джерела інформації) до іншого об'єкта (одержувачу інформації).

Технічною основою конвергенції послуг є цифровизація і пакетування, тобто уніфікація форми транспортується повідомлень. Цифрова електроніка перетворює будь-яку інформацію (текстову, графічну, звукову, відео) в потоки біт, тобто з'єднує різноякісні інформаційні потоки в єдиному просторі [20].

Поява і глобальне поширення Інтернету означає нове (потенційно неосяжне) розширення кола учасників спілкування. З одного боку, це породжує тенденцію до спільності технологій для створення локальної та магістральної інфраструктури. З іншого боку, відбувається інтернаціоналізація всього глобального процесу розвитку і вдосконалення ІТТ на основі міжнародного розподіл праці у виробництві і інтеграції мереж на платформі стандартизації.

Конструктивним інструментом організації міжнародного співробітництва в сфері ІТТ стала модель взаємодії відкритих систем OSI



(Open Systems Interconnection Reference Model) - абстрактна модель, яка об'єднує міжнародні стандарти для мережевих комунікацій і розробки мережевих протоколів.

Модель OSI відображає багаторівневий підхід до побудови мережі. Кожен рівень обслуговує свою частину процесу взаємодії. Завдяки такій структурі спільна робота мережного обладнання та програмного забезпечення стає більш простою і зрозумілою.

Проблема дослідження телекомунікаційних систем на основі еталонної моделі OSI полягає в тому, що рівні моделі є настільки автономними, що їх завдання не перетинаються. Відповідно і загальна реалізація системи побудована таким чином, що фахівці, які досліджують особливості того чи іншого рівня моделі, оперують категоріями всередині конкретного простору знань про систему і не зачіпають проблематики стану інших рівнів. Дана ситуація виникла з огляду на те, що модель OSI не містить категорії, яка могла б об'єднати ієрархічні рівні.

Негативним в питанні технологічного розмежування рівнів еталонної моделі стало також розмежування сфер наукового дослідження різних аспектів функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем.

При цьому дослідження єдиного інформаційного простору об'єктивно має на увазі універсальний підхід до опису інформаційних потреб та інформаційних можливостей цього простору і його компонент.

Мета подальшого викладу полягає в формулюванні принципів системного підходу до аналізу і синтезу сучасних телекомунікаційних систем на основі об'єднуючої категорії - інформація. Саме такий підхід до оцінки систем передачі інформації є об'єктивним при порівняльному аналізі і синтезі нових інформаційно-комунікаційних технологій.

Перш ніж звернутися до концепції злиття рівнів моделі OSI, слід більш детально зупинитися на діючих принципах розмежування рівнів.

Еталонна модель OSI є базовою архітектурної моделлю для всіх відомих систем передачі повідомлень. При розгляді конкретних прикладних

телекомунікаційних систем проводиться порівняння їх архітектури з моделлю OSI.

Еталонна модель OSI розподіляє проблему передачі інформації на сім сполучених завдань згідно ієрархічних рівнях. Конкретизація кожного завдання проводилася за принципом відносної автономності. Очевидно, що рішення кожної автономної завдання виконується легше.

Кожній з семи областей проблеми передачі інформації ставиться у відповідність один з рівнів еталонної моделі. Фізичним середовищем в різних телекомунікаційних системах можуть бути найрізноманітніші засоби - від найпростішої пари проводів до складної системи передачі синхронної цифрової ієрархії [20].

Структура розбиття архітектури мережі на рівні еталонної моделі OSI відображена в табл.1.

Табл.1.1

**Структура мережі на рівні еталонної моделі OSI**

<b>Форма представлення даних</b>	<b>Найменування рівня</b>	<b>Функції</b>
Потоки даних	Прикладний	Доступ до мережних служб
	Представлення	Подання та кодування Даних
	Сеансовий	Керування сеансом зв'язку
Сегменти	Транспортний	Прямий зв'язок між кінцевим пунктами і надійність
Пакети	Мережевий	Визначення маршруту і логічна адресація
Кадри	Канальний	Фізична адресація
Біти	Фізичний	Робота із середовищем передачі, сигналами і двійковими даними

Два нижніх рівні еталонної моделі OSI реалізуються апаратним та програмним забезпеченням, інші рівні, як правило, реалізуються програмним

забезпеченням. Еталонна модель OSI визначає перелік стандартних процедур (протоколів), відповідно до яких інформація проходить через середовище передачі (наприклад, оптоволокно) від прикладного процесу-джерела (наприклад, з передачі даних) до процесу-одержувача.

Рівнева модель OSI виключає прямий зв'язок між відповідними рівнями різних систем. Взаємодія рівнів відбувається в так званій точці надання послуг.

Кожен рівень має заздалегідь заданий набір функцій, які він повинен виконати для проведення зв'язку.

Таким чином, рівні розмежовані за рахунок вирішення своїх автономних завдань.

При розробці нових технологічних рішень фахівцями інформаційно-комунікаційних технологій запропоновані кілька моделей, аналогічних мережевий моделі OSI: модель DOD - ієрархічно організований набір (стек) мережевих Інтернет - протоколів TCP / IP, модель IEEE 802 - група стандартів сімейства IEEE.

Ці моделі орієнтовані на взаємодію відкритих систем і побудовані за принципом ієрархічних рівнів. Більшість протоколів однакові на фізичному і на каналному рівнях, але на інших рівнях, як правило, використовують різні протоколи.

Отже, потреби міжнародної інтеграції в сфері створення глобальних інформаційно-телекомунікаційних технологій зумовлюють доцільність склалася багаторівневої ієрархії протоколів транспортування інформації.

Разом з тим потреби прогнозування шляхів створення і розвитку ефективних інформаційних систем обумовлюють необхідність в розробці нових наукових методів кількісного аналізу продуктивності інформаційно-телекомунікаційних систем на основі осмисленого злиття рівнів моделі OSI при адекватному описі процесів транспортування інформації.

На фізичному рівні обсяги інформації пропорційні швидкості передачі інформації із заданою вірогідністю в каналі. На каналному рівні обсяги

інформації трансформуються в інтенсивності навантаження користувачів в системі. На мережевому і вищих рівнях можливим критерієм ефективності і оптимізації параметрів системи є максимум взаємної (транспортуючої) інформації при заданих мережевих ресурсах.

Об'єднання рівнів на основі кількісної міри інформації можливо при зверненні до методологічних принципів визначення зазначених інформаційних можливостей телекомунікацій. Інтегральним показником інформаційних можливостей виступає обсяг інформації, який можна передати в СПІ з необхідною якістю за критеріями достовірності та своєчасності.

Таким чином, в об'єднаному просторі об'єктом дослідження стають методи підвищення пропускної здатності, якість передачі повідомлень в мережах незалежно від рівневої ієрархії, а досліджуваними показниками - пропускна здатність і продуктивність цифрових систем зв'язку.

Методологічним базисом нового напрямку досліджень є прикладна теорія інформації для телекомунікацій, що реалізує ідею об'єднання завдань усіх рівнів модель OSI на базі кількісної міри інформації. Тим самим нова теорія, охоплюючи на першому етапі завдання фізичного і канального рівнів, в своєму розвитку створює передумови для використання кількісної міри інформації в задачах дослідження характеристик вищих рівнів еталонної моделі.

Головною ланкою теорії інформації є сформульована К. Шенноном кількісна (імовірнісна) міра інформації. Підхід Шеннона дозволив порівняти продуктивність джерел інформації з окремими характеристиками каналів її передачі, визначити границю заданої надійності передачі інформації.

Першою узагальнюючою властивістю інформації є те, що вона виступає мірою усунення невизначеності. Кількісною мірою невизначеності є ентропія  $H$ , яка характеризує ступінь варіативності мікростану об'єкта. Чим вище ентропія, тим більше число істотно різних мікростанів може містити об'єкт при певному макростані [107]. З придбанням інформації зменшується

невизначеність, тому кількість інформації можна вимірювати кількістю зменшеною невизначеності, тобто ентропії. У разі дискретної випадкової величини, яка описує стан об'єкта інформаційного середовища, ентропія визначається формулою Больцмана

$$H_{\xi} = - \sum P(\xi) \cdot \ln P(\xi), \quad (1.1)$$

де  $\xi$  - випадкова величина,  $P(\xi)$  - розподіл ймовірностей цієї величини за сумою можливих станів.

Прикладна теорія інформації пропонує способи оцінки інформаційних можливостей каналів телекомунікацій, що дозволяють об'єднати рівні моделі OSI.

Так, на фізичному рівні, завданням виступає забезпечення заданої достовірності в каналі при досягненні максимальної швидкості передачі. Рішення такого завдання можливе при зверненні до теорії завадостійкості, теорії кодування і теорії інформації. У контексті завдань фізичного рівня невизначеність полягає в різноманітті форм повідомлення, в які може трансформуватися інформація і які можуть бути передані від джерела до одержувача у вигляді сигналів.

На каналному рівні реалізується рішення задачі доступу до каналів при відомій кількості користувачів.

В загальному завданні об'єднання рівнів первинним є рішення задачі взаємозв'язку показників фізичного і каналного рівнів. Основним показником фізичного рівня є швидкість передачі в каналі, що залежать від багатьох характеристик каналу і сигналів, які передаються по каналу: виду модуляції, способу кодування, алгоритму ущільнення та ін. Показниками каналного рівня виступають інтенсивності надходження і обслуговування заявок в системі, які в свою чергу, залежать від швидкості передачі в каналі зв'язку.

### 1.1.1. Особливості реалізації стратегій функціонування телекомунікаційних систем на фізичному рівні в умовах забезпечення їх мультисервісності.

Фундаментальним умовою неспотвореної доставки інформації споживачеві є достатня **достовірність** переданих за допомогою сигналів повідомлень і забезпечення умов **своєчасності** доставки; при цьому забезпечення достовірності - прерогатива виключно фізичного рівня, своєчасність забезпечується реалізацією протоколів всіх рівнів; роль фізичного рівня в компоненті своєчасності - максимальна **швидкість передачі інформації** по каналу зв'язку.

У телекомунікаційному товаристві існує чимало різних визначень мультисервісних мереж. Розглянемо деякі з них, відзначаючи недоліки:

*це мережі, в яких надається більше однієї послуги* – по суті, дослівне тлумачення (від простого переказу «мульти» - багато, «сервіс» - послуга, т. е. мережі, що забезпечують «багато послуг» або, точніше, багато їх видів) , але при цьому досить широке, що не дозволяє точно сформулювати визначення;

*мережі зв'язку наступного покоління (NGN – Next Generation Networks);*

*мережі, готові надати будь-які телекомунікаційні та інформаційні послуги;*

*інтегральна телекомунікаційна інфраструктура*, яка має достатньо ресурсів для того, щоб забезпечити всі форми інформаційного обміну, що виконується на користь постачальника або споживача різноманітних послуг [43].

Різнорманітні визначення, містять в собі ряд недоліків – немає жодного, яке могло б вважатися повним і відображає суть питання. Тому в якості визначення поняття «мультисервісна мережа» пропонується наступне формулювання:

Мультисервісна мережа зв'язку – це єдина телекомунікаційна інфраструктура для перенесення, комутації трафіку довільного типу, що породжується взаємодією споживачів і постачальників послуг зв'язку з контрольованими і гарантованими параметрами трафіку. Дана мережа повинна гарантувати обумовлену якість з'єднань та послуг, що надаються [51]

У такій мережі даними можуть бути вельми невибагливий трафік електронної пошти, більш вимогливий HTTP-трафік при інтерактивній роботі в Інтернет, чутливий до затримок трафік IP-телефонії, конфіденційна внутрішньо корпоративне листування або банківські транзакції, невелика за обсягом, але термінова і важлива інформація від систем охорони, сигналізації, телеметрії і дистанційного керування.

Аудіотрафік може включати в себе не тільки традиційну двосторонній телефонний зв'язок, але і одностороннє радіомовлення, високоякісну трансляцію музичних програм (сьогодні ця послуга дуже популярна в багатьох країнах), багатосторонню конференц-зв'язок.

Передача відео, тобто телевізійне мовлення (в тому числі в різних форматах – звичайних, широкоекранних, поліпшеної якості і т. п.), Двох- і багатосторонні відеоконференції, дистанційне спостереження і моніторинг. Кожен з цих типів інформації пред'являє свої специфічні вимоги до смуги пропускання і часу доставки, допустимого рівня втрат і ступеня захищеності.

Мультисервісна система являє собою універсальну багатоцільове середовище, яка дозволяє надавати користувачам різноманітні послуги зв'язку, що розрізняються як за якісними, так і за кількісними характеристиками.

З ростом кількості послуг, що надаються і розширенням географії своєї присутності все більше підприємств і організацій приходить до висновку про необхідність збільшення обсягу переданих даних всередині власної корпоративної мережі так і за її межами. Створення мультисервісної (голос,

відео, дані) територіально розподіленої інфраструктури дозволяє використовувати весь потенціал сучасних інформаційних технологій.

Основним завданням побудови територіально-розподіленої мережі є об'єднання географічно рознесених підрозділів корпорації в єдине інформаційно-комунікаційний простір з метою оптимізації її інформаційних можливостей.

Важливою властивістю сучасної корпоративної територіальної мережі є її мультисервісність, тобто інтеграція в єдиному середовищі таких послуг, як передача даних, телефонія, відеоконференцзв'язок, технологічний зв'язок і т.д [51].

Основними аргументами на користь створення мультисервісних мереж є:

- підвищення ефективності використання каналів зв'язку
- скорочення експлуатаційних витрат за рахунок використання єдиної інфраструктури
- гнучкі можливості по впровадженню нових сервісів.

### **1.1.2. Аналіз проблематики передачі інформації в мультисервісній телекомунікаційній системі в сучасній науці**

Автономний розвиток фундаментального наукового знання в таких теоріях, як теорія завадостійкості, теорія кодування і теорія інформації стало причиною безсистемного підходу при створенні телекомунікаційних систем і технологій.

З одного боку, оцінка якості та ефективності сучасних телекомунікаційних технологій побудовані на фактично виміряних швидкостях, кількості помилок в блоках, доходах та витратах.

Ці методи оцінки евристичні. Методики, пов'язані з різними телекомунікаційними технологіями (мобільними, радіорелейними, супутниковими, волоконно-оптичними), побудовані на специфічних



показниках, які не є універсальними. Вони не спираються на фундаментальну науку.

Тому, актуальною є задача пошуку об'єднаної концепції для відомих і перспективних технологій, пов'язаних з фундаментальним знанням (ТІ, ТЗ, ТК), не втративши при цьому, напрацьовані специфічні особливості відповідних методик.

З іншого боку, призначені для користувача технології (сервіси), як продукт інформаційної сфери, диктують телекомунікаційній сфері (яка обслуговує інформаційну сферу) нові вимоги. Їх головною особливістю є екстремальний характер показників телекомунікаційної інфраструктури: багато, швидко, достовірно. До сих пір ці вимоги розглядалися, як суперечливі і водночас не досяжні.

Слід зазначити, що в напрямку вирішення даного протиріччя працює багато наукових шкіл і вчених, наприклад Зайченко О.Ю. в рамках завдань аналізу і оптимізації телекомунікаційних технологій, Лемешко О.В. в рамках завдань оптимізації та якості інфокомунікацій, Банкет В.Л. в рамках завдань завадостійкості і ефективності систем телекомунікацій. Серед зарубіжних вчених, які працюють над завданнями ефективного використання ресурсів телекомунікацій виступають Ральф Ленерт,

В інформаційному суспільстві існує протиріччя між потребами користувачів і ресурсами, які можуть забезпечуватися засоби доставки послуг - телекомунікації.

Вирішенням даного протиріччя виступає принцип розумної достатності у споживанні інформаційних послуг в поєднанні з ефективним використанням телекомунікаційних ресурсів.

На рис.1.1. відображена взаємодія теорій телекомунікації з рівнями моделі OSI. Кожна відповідність вказує на певний спектр завдань, які вирішуються в межах пропонуємої науки та рівня.

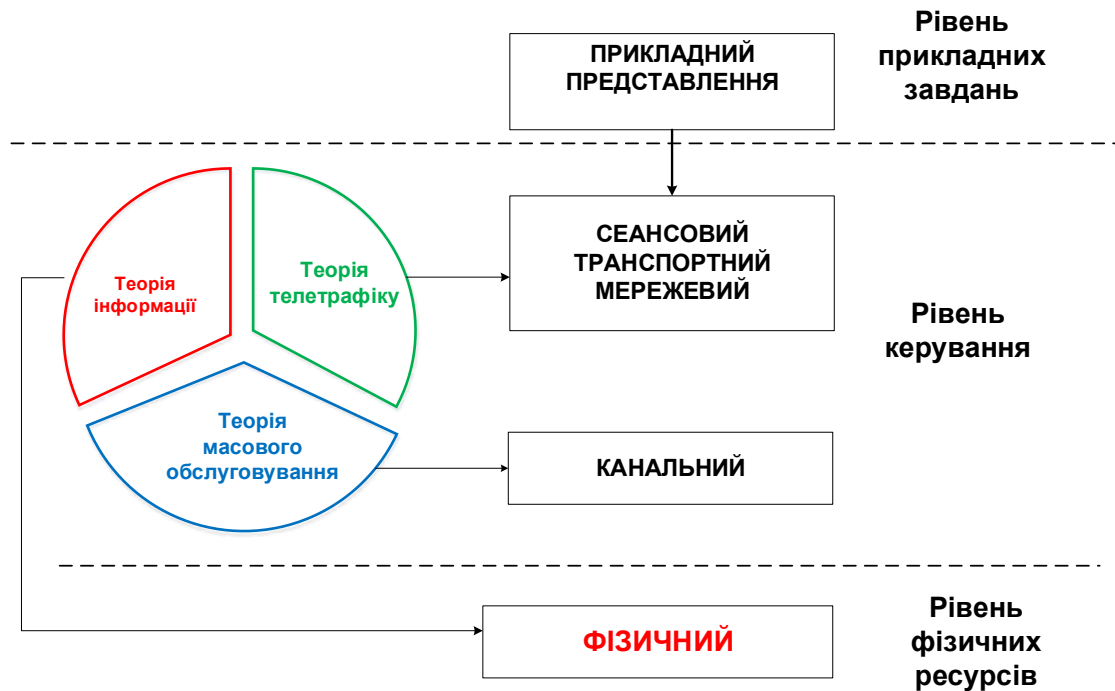


Рис. 1.1. Взаємодія теорій та моделі OSI

### 1.1.3. Методологія передачі інформації для забезпечення сервісів в мультисервісних телекомунікаційних системах. Поняття Інформаційного Сценарію і Телекомунікаційної Стратегії

Будь-яка мультисервісна мережа має в своєму розпорядженні певні ресурси для забезпечення свого функціонування. До ресурсів мережі можна віднести: діапазон і смугу частот каналів зв'язку, енергетику ліній передачі, час, що відводиться на передачу інформації.

Взаємозв'язок ресурсів мережі і кількісної міри інформації виражається інформаційними можливостями мережі, такими як пропускна здатність і продуктивність [97].

Трафік в мультисервісній мережі є різномірним і многопріоритетним, тому ресурси мережі необхідно розподіляти відповідно до пріоритетних рангів.

На сьогоднішній день актуальною є задача перерозподілу ресурсів мультисервісної телекомунікаційної мережі в обсязі наданих мережею

послуг. Метою перерозподілу ресурсів мережі виступає потреба своєчасного надання мережею всього спектра послуг в залежності до вимог до своєчасності [97].

Рішення даного завдання вимагає застосування критеріїв багаторівневої оптимізації. Для побудови функціоналів оптимізації необхідно звернутися до моделі передачі інформації, що дозволяє передавати різнорідний трафік. Прикладом формалізації такої моделі може виступати формалізоване опис мереж з технологією АТМ. Ключовою особливістю даної технології є спільна передача різних видів інформації (дані, голос, потокове аудіо і відеовещання, телеметрія і т.п.) з жорсткими вимогами до швидкостей передачі інформації і якості обслуговування до кожного з цих видів. У таблиці представлені основні характеристики мережі АТМ відповідно до класу обслуговування.

*Табл.1.2*

### **Класи обслуговування АТМ**

Клас обслуговування	Клас А	Клас В	Клас С	Клас D
Синхронізація	Потрібно	Потрібно	Не потрібно	Не потрібно
Швидкість передачі	Постійна	Змінна	Змінна	Змінна
Режим з'єднання	Орієнтований на з'єднання	Орієнтований на з'єднання	Орієнтований на з'єднання	Не орієнтований на з'єднання
Приклади додатків	Мова / відео CBR	Мова / відео VBR	Мова / відео VBR, X.25, Frame Relay	IP

Протиріччя між безперервно зростаючими інформаційними потребами суспільства і відставання фізичних можливостей телекомунікацій з переміщення інформації від джерел до одержувачів становить тривалу в часі проблему з позиції сучасної парадигми телекомунікаційних знань.

Суспільство використовує інформаційні та телекомунікаційні послуги для задоволення як особистих потреб, так і потреб в масштабі спільнот і суспільства в цілому.

Сукупність використовуваних послуг одного користувача, групи користувачів, спільноти або суспільства визначає інформаційний сценарій передачі інформації.

**Інформаційний Сценарій** (в даному контексті) - це сукупність інформаційних послуг, які визначаються користувачем (найчастіше без урахування реальних можливостей інформаційного співтовариства щодо їх задоволення) [21].

Сценарій містить в собі весь набір послуг (елементів), який необхідно реалізувати для користувача відповідно до його побажань (наприклад, VoIP і IPTV).

Кожен елемент сценарію має тривимірну структуру:

$$X_i \{ Q_i; \Delta T_i; Sp_i \}, \quad (1.2)$$

де  $X_i$  –  $i$ -й елемент сценарія,  $Q_{Si}$  – характеристика об'єму інформації, пов'язаний з  $i$ -м елементом,  $T_{Si}$  – часове обмеження, пов'язане з наданням послуг  $i$ -го елемента,  $Sp_{Si}$  – просторова характеристика  $i$ -го елемента.

При об'єднанні елементів у сценарій утворюється вектор

$$X_j = \{ X_{1j}, X_{2j}, X_{ij}, \dots, X_{nj} \} \quad (1.3)$$

де  $X_j$  –  $j$ -я версія сценарія, характеризується набором елементів  $X_{ij}$ .

При виборі способу реалізації кожного ( $X_j$  –го) сценарію важливу роль відіграє точна відповідність між необхідними обсягами передачі інформації (інформаційна компонента), часом обробки і доставки інформації (часова компонента) і місцем реалізації сценарію (просторова компонента).

Так виникає відмінність в організації передачі інформації, наприклад, в густозаселеному районі мегаполісу або високо в горах.

Таким чином, сценарій, як сукупність елементів, характеризується також трьома координатами:

$$X_j \{ Q_j, T_j, Sp_j \}. \quad (1.4)$$

де  $X_j$  –  $j$ -я версія сценарія,  $Q_j$  – характеристика об'єму інформації, пов'язаного з  $j$ -м сценарієм,  $T_j$  – часове обмеження, пов'язане з наданням послуг в рамках  $j$ -го сценарія,  $Sp_j$  – просторова характеристика, пов'язана з наданням послуг в рамках  $j$ -го сценарія.

У найпростішому випадку характеристики обсягу інформації підсумовуються:

$$Q_j = \sum_{(i)} Q_{ij}, \quad (1.5)$$

а часова компонента:

$$T_j = \min_{(i)} \{ T_{ij} \}, \quad (1.6)$$

Та просторова компонента:

$$Sp_j = \max \{ Sp_{ij} \} \quad (1.7)$$

приймають екстремальні значення (1.6-1.7).

У загальному випадку характеристики вектора (1.4) можна представити у вигляді тривимірної матриці-вектора, де кожної компоненті обсягу інформації відповідає своє значення часової і просторової компоненти.

Сценарії передачі інформації можна поділити на комплекси послуг:

- для бізнес-сектора (інформаційні потреби фірм, підприємств, великих корпорацій);
- для сектора користувачів (інформаційні потреби домашніх користувачів);
- для соціального сектора (інформаційні потреби ЗМІ, державних організацій, що функціонують в масштабі всього суспільства, таких як комунальні служби, охорону здоров'я, служби безпеки та ін.)

Якщо сценарій  $X_j$  задовольнити неможливо, оператор послуг використовує маркетингову політику надання користувачеві варіанти Сценарної концепції  $X_k$  – жорстко окресленого набору послуг, який оператор

може запропонувати користувачеві (виражений формально, наприклад, в тарифному плані).

На відміну від категорії «Сценарій» Сценарна концепція включає в себе тільки ту частину послуг, заявлених користувачем, яка могла б бути йому надана з урахуванням реальних технологічних і ресурсних можливостей [21].

Найбільш зрозумілою є позиція, при якій користувач вибирає сценарну концепцію за ознакою мінімальної відмінності свого бачення сценарію  $X_j$  і пропонуваної провайдером Сценарної концепції  $X_k$ , а саме:

$$\min \Delta X_{kj} = \{X_k\} - \{X_j\}, \quad (1.8)$$

Імплементація Сценаріїв можлива при використанні сучасних телекомунікаційних технологій, пов'язаних з передачею інформації за допомогою електричних, оптичних, електромагнітних сигналів [97].

Сукупність подібних технологій поєднує в собі всі необхідні умови імплементації сценаріїв і надалі визначається, як стратегії передачі інформації [97].

Інформаційну систему, яка надає кілька (або комплекс) послуг, слід називати мультисервісною.

Таким чином, мультисервісна система повинна мати як інформаційну (сервісну) компоненту, реалізовану апаратно-програмними засобами, так і компоненту доставки послуги користувачеві (телекомунікаційну компоненту). Тоді наступним кроком є пошук умов реалізації Сценарної концепції  $S_k$  з урахуванням її вектора

$$X_k \{ \overline{Q_k}, \overline{T_k}, \overline{Sp_k} \}. \quad (1.9)$$

Для цього кроку необхідно кількісно охарактеризувати відповідну сценарний концепцію, звертаючись до інструменту її реалізації - телекомунікацій.

Кінцева мета полягає у виборі способу реального надання послуг, відповідно до Сценарної концепції  $X_k$ , тобто до **Телекомунікаційної Стратегії**  $TC_k$ .

Під **Стратегією** (в даному контексті) слід розуміти сукупність способів передачі інформації (співвіднесені з Сценарієм), що використовує обґрунтоване поєднання протоколів передачі та засобів перенесення електричних сигналів [97].

$$Y_i = \Phi \{ X_J \} | \Delta F, E_S \quad (1.10)$$

$$Y_i = \Phi \left\{ V_{Si} = \frac{Q_j}{\Delta T_j} \leq \Delta F; E_S(V_{Ci}, Sp_J); p_b(E_S, \frac{V_{Si}}{V_{Ci}}) \leq p_{b0} \right\} | \Delta F, E_S \quad (1.11)$$

Можливість реалізації Сценарію засобами обраної Стратегії для забезпечення надання відповідних послуг залежить від наявного телекомунікаційного ресурсу, а саме:

- енергетики в каналі в точці передачі і пунктах прийому інформації (E);
- смуги (або діапазону) частот (F), наданих для передачі;
- часу, необхідного для передачі інформації від джерела до користувача (T).

Таким чином, інструментом реалізації Сценаріїв передачі інформації є реальні ресурси телекомунікаційної системи (ТКС). Кожна ТКС надає певний протокол передачі інформації, спосіб передачі інформації, енергетику в каналі в залежності від виду зв'язку, заданої якості та обсягу інформації, що передається [105].

Тому механізмом вибору Стратегії є ефективне використання наявних ресурсів для досягнення основної мети - реалізації Сценарію передачі інформації.

За функціональним призначенням Стратегії діляться на:

- стратегії транспортування (персональна адреса отримувача не суттєва для процедури передачі інформації), які характерні для глобальних (World - Wide Area Network - WAN) телекомунікаційних мереж;
- стратегії для регіональних (Midlevel / Metropolitan Area Network - MAN) телекомунікаційних мереж;
- стратегії доставки (персональна адреса одержувача є визначальним для процедури передачі інформації) характерні для локальних (LAN) телекомунікаційних мереж.

Таким чином, виникає задача переходу від вербальних інформаційних потреб до технологічної реалізації інформаційно-телекомунікаційної системи в рамках наявних у розпорядженні операторів зв'язку ресурсів ТКС.

## **1.2. Методологія опису мультисервісних телекомунікаційних систем в категоріях прикладної теорії інформації**

### **1.2.1. Декомпозиція і злиття рівнів еталонної моделі взаємодії відкритих систем в контексті критерію інформаційної ефективності**

В рамках **першого завдання** пропонується концепція методології трансформації інформаційних Сценаріїв прикладного рівня еталонної моделі OSI в фундаментальні Стратегії фізичного рівня.

Декомпозицію процесів переходу від сформульованого Сценарію до його реалізації на основі синтезованої Стратегії можна представити у вигляді послідовності переходів, представленої на рис. 1.2. [32]

Першим кроком є визначення сукупності Сценаріїв і сценарний концепції відповідають 7-ому (Прикладному) рівню моделі OSI.

На малюнку потреби користувача в певних послугах (телефонна розмова, чат, передача даних, он-лайн аудіо та відео та ін.) Представлені у вигляді окремих сценаріїв передачі інформації (Сценарій А, В ... Z). Змістовний сенс завдань цього рівня відображений категорією «I want ...» - «Бажаю ...» [21].



Гранична парадигма ідеального Сценарію - надання будь-якої сукупності послуг в будь-якій точці простору в будь-який момент часу в необмеженому обсязі [21].

Тому вище була визначена Сценарна концепція як набір сценаріїв, які пропонуються користувачеві в рамках наявних, реальних ресурсних можливостей.

У відповідність з логікою побудови моделі OSI наступним кроком після формулювання інформаційної завдання на вищому (7-м, прикладної) рівні є формалізація цього завдання в поняттях транспортної (телекомунікаційної) системи на більш низькому, 6-м рівні (представлення) [21].

Таким чином, другим кроком виступає визначення такого обсягу ресурсів, який необхідний для передачі інформації відповідно до необхідних умов реалізації сценарних концепцій, а саме:

- Інформаційна компонента визначає вид зв'язку (мовний зв'язок, телевізійне мовлення, Інтернет і відповідне їм кошти реєстрації інформаційних об'єктів) і достовірність прийому інформації;
- Часова компонента визначає швидкість передачі інформації;
- Просторова компонента визначає енергетику, необхідну для перенесення сигналів в просторі [21].

У свою чергу спосіб передачі та якість обслуговування пов'язані між собою.

Таким чином, сукупність компонент і необхідних ресурсів для реалізації сценаріїв відповідають 6-ому рівня (представлення) моделі OSI, змістовний сенс завдань якого відображений категорією «I need ...» - «Мені необхідно ...» [21].

Спосіб передачі та якість обслуговування визначають протоколи передачі, які відповідають завданням 5-го (Сеансового) рівня моделі OSI (крок 3). У свою чергу на четвертому кроці побудови в рамках 4-го (Транспортного) і 3-го (Мережевого) рівнів вибір Стратегії передачі інформації визначають знання і можливість використання інфраструктурних концепцій.

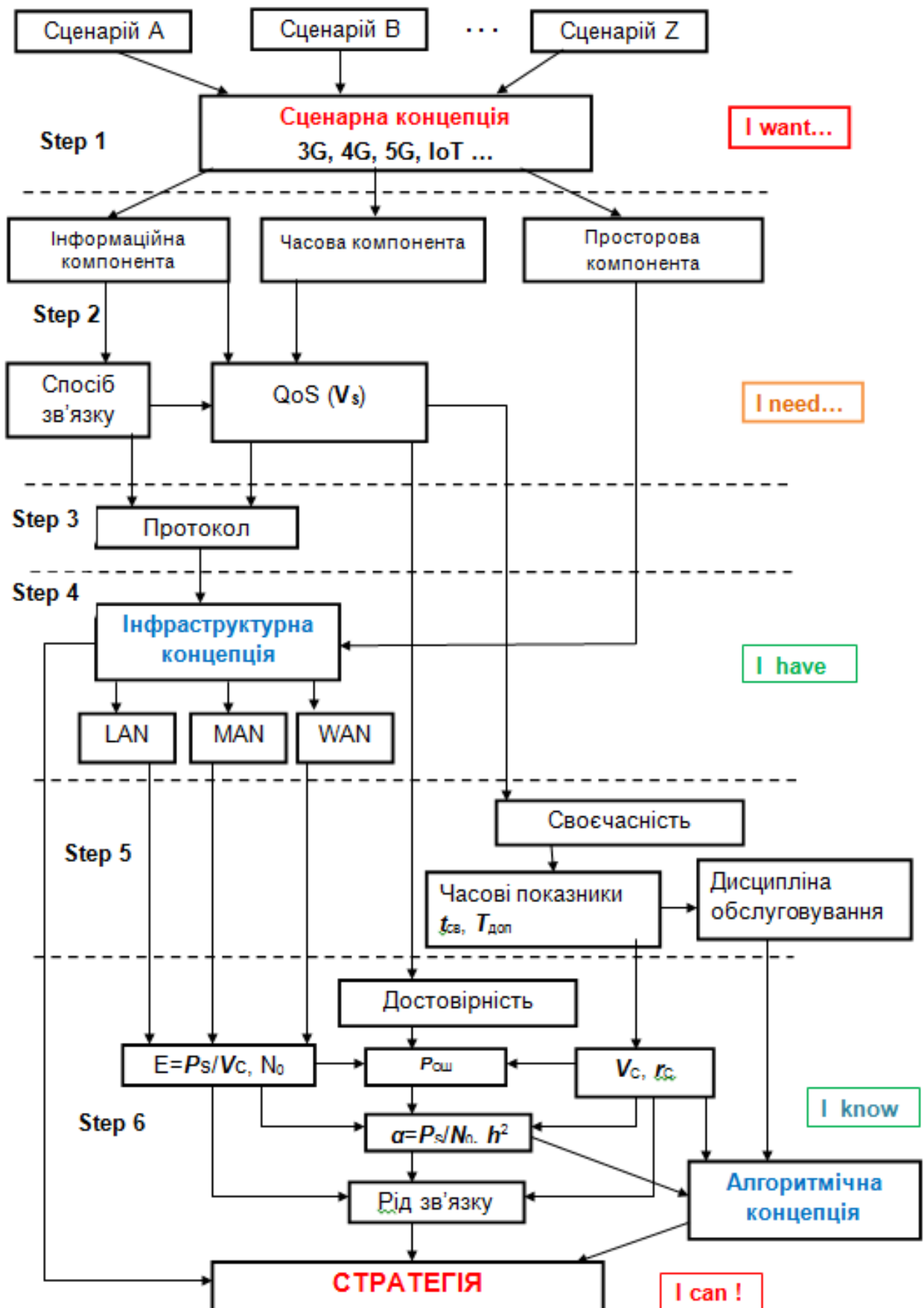


Рис.1.2. Алгоритм процесу реалізації Сценарій – Стратегія

Інфраструктурна концепція визначає, яка мережа використовується для передачі інформації: транспортна (WAN), регіональна (MAN) або локальна (LAN). Так, наприклад, для передачі інформації за допомогою бездротових технологій Інфраструктурна концепція містить знання про кількість зон обслуговування і їх розміри [21].

Цей етап трансформації Сценарної концепції в Стратегію відображений категорією «I have» - «Я маю».

П'ятий крок побудови алгоритму пов'язаний з другим рівнем (Канальним), де якість обслуговування виражається через показники своєчасності, часові параметри і дисципліни обслуговування.

Ключовим, шостим кроком побудови алгоритму на першому рівні (Фізичному) виступає визначення якості обслуговування, яке виражається через показники достовірності, а часові параметри пов'язані зі швидкістю передачі символів в каналі і швидкістю кодування. У свою чергу, показники достовірності інформації, швидкості передачі символів і енергетики лінії телекомунікацій пов'язані між собою [21].

Алгоритмічна концепція містить знання про ті технології, які використовуються для розподілу телекомунікаційного ресурсу. Наприклад, в технології стільникового зв'язку 2-го покоління GSM використовується множинний доступ з частотним і часовим поділом каналів (FDMA, TDMA). В технології стільникового зв'язку 4-го покоління LTE технології OFDMA і MIMO допомагають розподіляти і заощаджувати ресурс [97].

Даний етап переходу до шуканої Стратегії визначено категорією «I know» - «Я знаю», а підсумкова Стратегія передачі інформації відповідно до заданої Сценарної концепції впливає з усіх попередніх кроків та відображена категорією «I can!» - «Я можу!»[97].

Таким чином, при виконанні завдань фізичного рівня необхідно врахувати всю сукупність потенційних вимог вищих рівнів, визначивши доцільні види зв'язку, фізичне середовище передачі, роду зв'язку, способи перетворення інформаційних потоків в вихідні електричні сигнали і далі - в

сигнали у середовищі передачі, а також способи обробки прийнятих сигналів для досягнення необхідних показників продуктивності та достовірності.

### **1.2.2. Взаємозв'язок ресурсів мультисервісної телекомунікаційної системи і її інформаційних можливостей на основі побудови функціоналів багаторівневої оптимізації на фізичному рівні**

Незважаючи на бурхливу динаміку телекомунікаційних технологій можливості телекомунікаційної інфраструктури обмежені реальними матеріальними ресурсами:

- для проводових і оптоволоконних систем - це обмежені просторові можливості;
- для безпроводових систем - це обмеження спектрально-енергетичних можливостей.

У науковому середовищі поняття «ресурс» вважається відносно новою категорією, тому найбільш поширеними виступають такі формулювання і визначення:

**Ресурс** - це:

- **джерело, запас** чого-небудь;
- **можливість**, до якої можна вдатися при необхідності;
- **все**, що може використовуватися для **виробництва** тих чи інших **благ**.

Стосовно до телекомунікацій принципово важливо порівняти потреби в передачі інформації з тим, що має телекомунікаційна система, зокрема, телекомунікаційний канал, які можливості при цьому реалізуються, а також сукупність результатів («благ») функціонування конкретного телекомунікаційного об'єкту.

Інформацію слід також вважати особливим видом ресурсу - інформаційним ресурсом, маючи на увазі тлумачення «ресурсу» як запасу якихось знань матеріальних предметів або енергетичних, структурних або

будь-яких інших характеристик предмета. На відміну від ресурсів, пов'язаних з матеріальними предметами, інформаційні ресурси є невичерпними і припускають істотно інші методи відтворення і оновлення, ніж матеріальні ресурси [61]. Однак в даному дослідженні акцент робиться на матеріальні ресурси, спрямовані на транспортування інформації.

Виходячи з цих визначень і постановки питання, в подальшому відбувається звернення до фізичних ресурсів каналів телекомунікацій:

- **Діапазон і смуга частот**, що відводяться для лінії зв'язку;
- **Потужність** сигналу на вході і виході лінії зв'язку;
- **Час**, що відводиться на передачу повідомлення від джерела до одержувача.

Кожна з наведених видів ресурсу має на увазі кількісну міру, і, як наслідок, оцінку цієї міри.

Оцінка ресурсу - визначення по вказаній методиці кількісних характеристик зазначеного ресурсу.

Оскільки ресурс - це категорія, яка, як правило, складається з декількох елементів, то оцінка ресурсу полягає, з одного боку, з кількісних характеристик елементів, з яких складається ресурс.

З іншого боку, оцінка ресурсу полягає в кількісних характеристиках тих можливостей, заради яких виявляється і використовується ресурс.

**Фундаментальним обмеженням** для реалізації досяжного компромісу між достовірністю і швидкістю передачі є **наявні фізичні ресурси** каналу зв'язку: просторові, енергетичні, частотні, часові.

Ресурс каналу телекомунікацій повинен бути спрямований на реалізацію його інформаційних можливостей.

Оцінка інформаційних можливостей - визначення по вказаній методиці кількісних характеристик інформаційних можливостей, які надає даний ресурс.

Так, на фізичному рівні можна сформулювати кількісну міру інформаційних можливостей каналу в симетричній постановці завдання:

- кількісна міра потенційної швидкості передачі інформації, яка може бути досягнута в каналі електрозв'язку з заданими просторово-енергетичними параметрами з урахуванням виду модуляції, способу кодування і обробки сигналу;

- кількісна міра просторово-енергетичних і спектральних параметрів каналу електрозв'язку з урахуванням виду модуляції, способу кодування і обробки сигналу, при яких досягається задана потенційна швидкість передачі інформації.

При реалізації завдань досягнення деяких інформаційних можливостей каналу, на ресурси накладаються обмеження. Найбільш істотними на розглянутих рівнях є обмеження:

- просторові (дальність і рельєф);
- перешкоджаючі (зовнішні і внутрішньо-системні перешкоди);
- частотні (діапазон і смуга частот);
- енергетичні (допустимі рівні випромінювань передачі і прийому);
- часові (відводиться час і старіння інформації);
- за якістю зв'язку (достовірність і очікування).

Оскільки обсяги інформації збільшуються, швидкість передачі підвищується, а час передачі інформації скорочується, проблема передачі інформації з використанням сучасних технологій полягає в мінімізації часу обробки, транспортування і доставки інформації.

Прагнення до вибору оптимальних стратегій передачі інформації з метою забезпечення реалізації існуючих сценаріїв, в кінцевому рахунку, повинно привести до отримання прибутку для компаній-операторів надання інфо-телекомунікаційних послуг.

Якщо уявити тривалість передачі символу, як відношення обсягу переданої інформації  $Q$  до швидкості передачі символів  $V_C$ , то можна бачити, що для мінімізації тривалості циклу передачі інформації  $\Delta T$  при великому обсязі інформації, що передається слід істотно підвищувати швидкість передачі символів в каналі телекомунікацій.

$$\Delta T \downarrow = \frac{Q \uparrow}{V_C \uparrow \uparrow} \quad (1.12)$$

Однак забезпечення необхідної достовірності передачі інформації є невід'ємним завданням забезпечення якості передачі інформації, що передається.

$$\max V_C = V_C \{ (h^2; p_{\text{доп}}) \}, \quad (1.13)$$

де  $p_{\text{доп}}(h^2)$  – допустима ймовірність помилкового прийому символів джерела як функція енергетичного параметра  $h^2$  в каналі з інтенсивністю перешкоди  $N_0$  і з енергією  $E_S$  сигналу тривалістю  $T_S$  в точці прийому, потужністю цього сигналу  $P_S$ :

$$h^2 = \frac{E_S}{N_0} = \frac{P_S \cdot T_S}{N_0} = \frac{P_S}{N_0 \cdot V_C \uparrow \uparrow} \quad (1.14)$$

З (1.14) випливає, що енергетичний ресурс в каналі телекомунікацій  $E_S = P_S \cdot T_S$  повинен бути досить високим. Обмежуючим фактором у досягненні високого енергетичного потенціалу виступає швидкість передачі символів в каналі:  $P_S \cdot T_S = P_S / V_C$ .

У свою чергу, для підтримки прийняттого значення параметра  $h^2$  потужність сигналу в каналі повинна мати високе значення, що в безпроводових системах допустимо тільки при обмеженому радіусі покриття зони обслуговування користувачів, а в проводових і оптичних системах обмежена фізичними властивостями провідника.

Це призводить до нарощування кількості локальних зон обслуговування (кількості сот в безпроводових системах), відповідно до нарощування числа об'єктів мультисервісної системи, що, в свою чергу, призводить до додаткових витрат операторів надання послуг інфотелекомунікацій.

Ще одним обмежуючим фактором при передачі великих обсягів інформації виступає частотний ресурс каналу телекомунікації. Високу швидкість передачі символів в каналі можна реалізувати при великій смузі частот, виділених для передачі інформації, оскільки  $V_C \cong \Delta F$ .

Використання багаторазової маніпуляції кратністю  $M$  дозволяє збільшити швидкість передачі символів в заданій смузі  $\Delta F$ :

$$V_c \cong \frac{\Delta F}{M}, \quad (1.15)$$

проте достовірність прийому символу при цьому погіршується.

### 1.3. Обґрунтування критерію ефективності передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах

В рамках **другого завдання** пропонується обґрунтування критерію інформаційної ефективності як інструменту оптимізації умов відповідності між мультисервісними Сценаріями і Стратегіями передачі інформації в телекомунікаційних системах.

Проблематика формування інформаційної ефективності заснована, з одного боку, на жорстких вимогах до забезпечення заданої достовірності через показники енергетичного фактору (співвідношення 1.16-1.19) і є суперечливими.

$$h^2 = \frac{E}{N_0} = \frac{P_s}{V_c \cdot N_0} \quad (1.16)$$

$$\alpha = \frac{P_s}{N_0} \quad (1.17)$$

$$\min p_{ном} \rightarrow \max h^2 \quad (1.18)$$

$$\uparrow \max h^2 = \frac{\max P_s \uparrow \uparrow}{\uparrow V_i \cdot N_0} \quad (1.19)$$

З іншого боку, характеристики Сценарію пов'язані з показниками телекомунікаційного ресурсу. Швидкість необхідно збільшувати при



зростанні обсягів переданої інформації і зростанням вимог до своєчасності (стисненням часу) (формула 1.20).

$$\boxed{\downarrow \Delta T = \frac{Q \uparrow}{V_S \uparrow \uparrow}} \quad (1.20)$$

Таким чином, використання інструментів підтримки необхідної достовірності неминуче тягне втрати продуктивності.

Для оцінки інформаційної ефективності може бути використаний показник, запропонований Зюко А.Г. [17]:

$$\eta = \frac{R}{C_H}, \quad (1.21)$$

де  $R$  - продуктивність дискретного каналу зв'язку, яка знаходиться за виразом

$$R = V_S \cdot [1 + P \cdot \log P + (1 - P) \cdot \log(1 - P)], \quad (1.22)$$

$P$  – ймовірність помилки в біті на виході декодера завадостійкого коду.

Швидкість передачі бітів джерела може бути задана наступним співвідношенням:

$$V_S = V_C \cdot r_c \cdot m; m = \log M, \quad (1.23)$$

де  $r_c$  – кодова швидкість – відношення кількості інформаційних бітів до загальної кількості бітів у повідомленні,  $V_C$  – швидкість передачі символів у каналі зв'язку,  $m$  – кількість бітів у символі [53].

$C_H$  – пропускна здатність неперервного каналу зв'язку, яка знаходиться за наступним виразом [55]:

$$C_H = \Delta F \cdot \log_2(1 + h_{\text{нрм}}^2), \quad (1.24)$$

де  $\Delta F$  – полоса займаємих частот,  $h_{\text{нрм}}^2$  – енергетичний параметр каналу зв'язку у точці прийому, який визначається за (1.16).

Оскільки  $V_C = \Delta F$ , то вираз (1.21) можливо представити наступним чином:

$$\eta = \frac{r_c \cdot m \cdot [1 + P \cdot \log P + (1 - P) \cdot \log(1 - P)]}{\log_2(1 + h^2)}, \quad (1.25)$$

В якості альтернативного показника можна використовувати показник, що дорівнює відношенню продуктивності дискретного каналу зв'язку до його пропускної здатності:

$$\eta = \frac{R}{C}, \quad (1.26)$$

Підставивши вирази (1.22) та вираз для пропускної здатності дискретного каналу:

$$C = V_c \left[ \log M + p \cdot \log \frac{p}{M-1} + (1 - p) \cdot \log(1 - p) \right] \quad (1.27)$$

отримаємо:

$$\eta = \frac{r_c \cdot m \cdot [1 + P \cdot \log P + (1 - P) \cdot \log(1 - P)]}{\left[ \log M + p \cdot \log \frac{p}{M-1} + (1 - p) \cdot \log(1 - p) \right]} \quad (1.28)$$

де  $P$  – ймовірність помилки на виході декодера,  $p$  – канална ймовірність помилки,  $r_c$  – кодова швидкість.

Вираз (1.28) відображає відношення кількості інформації у одному символі після кодування до кількості інформації в одному символі до кодування.

Таким чином, виходячи з виразів (1.25) та (1.28), задача зводиться до максимізації інформаційної ефективності  $\eta \rightarrow \eta_{max}$ , при забезпеченні необхідної достовірності  $P = P_{вимог}$ .

Значний вклад у результуючу інформаційну ефективність вносить множник  $r_c \cdot m$ . З однієї сторони, застосування модуляції з більшою позиційністю дозволяє передавати у  $m$  разів більше інформації у тій же полосі частот  $\Delta F$ . З іншої сторони це призводить до зменшення достовірності та необхідності застосування більш потужного завадостійкого коду, відповідно, до зменшення  $r_c$  [35].

Множник  $r_c \cdot m < 1$  кількісно характеризує ступінь впливу на значення інформаційної ефективності  $\eta$  факторів вибору виду модуляції та

завадостійкого коду при переході від вихідної достовірності  $p$  до необхідної  $P$ .

Отже, запропонований критерій інформаційної ефективності співвідношення (1.21-1.22) порівнює продуктивність системи, мірою якої є не традиційна швидкість передачі символів в каналі, а швидкість передачі біт джерела інформації з пропускнуою здатністю, як потенційно досяжною при даному наборі фізичних ресурсів продуктивністю.

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{R}{\Delta F \log_2(1+h^2)} = \frac{\gamma}{\log_2\left(1+\frac{\gamma}{\beta}\right)} \quad (1.29)$$

$$\max_{R,Pb} \left\{ \eta = \frac{R}{C_H} \right\} | \Delta F, h^2 \quad (1.30)$$

Окрім того, мультисервісна телекомунікаційна система може бути оцінена через показники використання ресурсу каналу зв'язку. Частотна ефективність  $\gamma$  відображає обсяг переданої інформації на одиницю частотного ресурсу:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta F}, \quad (1.31)$$

Енергетична ефективність  $\gamma$  відображає обсяг переданої інформації на одиницю енергетичного ресурсу:

$$\beta = \frac{R_d}{\alpha} = \frac{R \cdot N_0}{P_{\text{ПРМ}}}, \quad (1.32)$$

де  $N_0$  – спектральна потужність шуму  $P_{\text{ПРМ}}$  – потужність сигналу в точці прийому.

Відобразимо способи досягнення необхідної достовірності.

Для досягнення необхідної достовірності можливо збільшувати енергетику, або зменшувати швидкість передачі повідомлень джерела –

перехід 1-2. Даний підхід характеризується значним зниженням інформаційної, енергетичної та частотної ефективності. Альтернативним способом є застосування ефективної сигнально-кової комбінації, яка забезпечує необхідну достовірність при мінімальних тратах в ефективності.

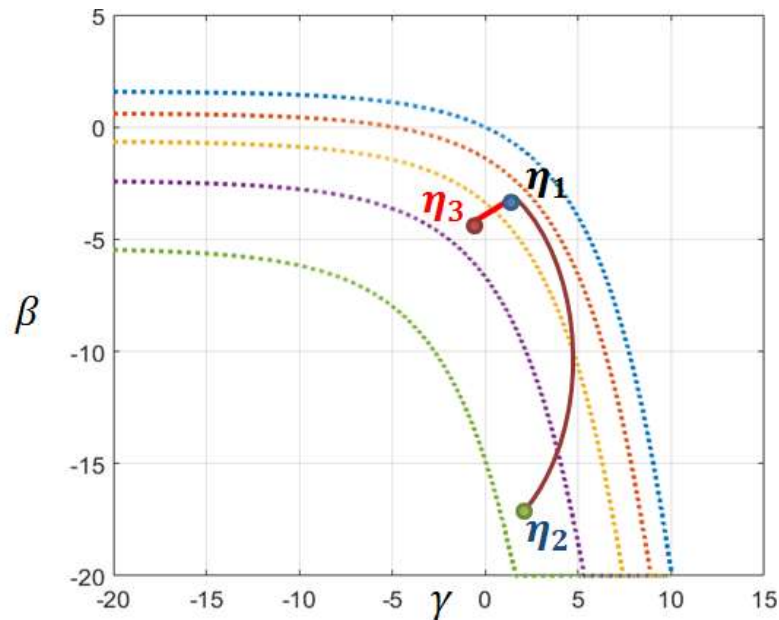


Рис.1.3. Інформаційна ефективність в модифікованих координатах А.Г. Зюко

Постановка завдання дослідження та формування критерію інформаційної ефективності може бути проілюстрована рисунком 1.3. [35].

## Висновки до розділу 1:

1. Запропоновано нову концепцію аналізу відповідності інформаційних потреб суспільства та можливостей їх подання за рахунок наявних ресурсів мультисервісних телекомунікаційних систем на основі введення таких категорій, як Сценарій надання інформаційних послуг і телекомунікаційна Стратегія. Завданням формування фундаментальної Стратегії фізичного рівня є визначення сукупності умов для максимального використання наявних ресурсів з метою забезпечення доставки сигналів з необхідною **достовірністю** і максимально досяжною **швидкістю передачі** інформаційної компоненти сигнального потоку на **фізичному рівні**.

2. Сформовано визначення Стратегії передачі інформації в мультисервісній телекомунікаційній системі. Фундаментальна **Стратегія фізичного рівня** включає формулювання обґрунтованих рекомендацій, виходячи з інформаційного Сценарію, щодо:

- просторових обмежень;
- енергетичних обмежень;
- часових обмежень;
- роду зв'язку;
- частотних обмежень;
- необхідної достовірності;
- способу досягнення необхідної достовірності в поєднанні з максимальною швидкістю передачі інформаційної компоненти сигнального потоку на фізичному рівні;
- оцінки ефективності реалізації **інформаційного Сценарію** в межах фізичного рівня на основі порівняння пропускну здатності каналу зв'язку на основі наявних частотно-енергетичних ресурсів і досягнутої при цьому продуктивності передачі інформаційної компоненти сигнального потоку.

3. Сформовано засади для нової концепції аналізу передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах. Фундаментальним умовою неспотвореної доставки інформації споживачеві є достатня **достовірність**

переданих за допомогою сигналів повідомлень і забезпечення умов **своєчасності** доставки; при цьому забезпечення достовірності - прерогатива виключно фізичного рівня, своєчасність забезпечується реалізацією протоколів всіх рівнів; роль фізичного рівня в компоненті своєчасності - максимальна **швидкість передачі інформації** по каналу зв'язку.

4. Визначені критерії та показники оцінки мультисервісних телекомунікаційних систем згідно запропонованої концепції. Вимоги до **достовірності і максимальної швидкості** передачі сигналів (для забезпечення умов своєчасності доставки) суперечливі на рівні базового аргументу  $h^2$  функції достовірності  $P_{om}(h^2)$ .

5. Визначені обмеження щодо передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах. Фундаментальним **обмеженням** для реалізації досяжного компромісу між достовірністю і швидкістю передачі є **наявні фізичні ресурси** каналу зв'язку: просторові, енергетичні, частотні, часові. **Інформаційний Сценарій**, що витікає із прикладного рівня OSI (через рівень уявлень), визначає **потребу** у фізичних ресурсах каналу зв'язку, в той час, як **наявний фізичний ресурс** каналу зв'язку диктує **об'єктивні обмеження** на достовірність і швидкість передачі повідомлень, які визначають фундамент реалізації заданого Інформаційного сценарію з використанням об'єктів всіх інших рівнів. На фізичний рівень Моделі OSI покладено **вирішення конфлікту** між можливостями, які забезпечує наявний ресурс, і можливостями, які міг би забезпечити потрібний телекомунікаційний ресурс, в межах визначеного **інформаційного Сценарію**.

## **РОЗДІЛ 2. СТРАТЕГІЇ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЯКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ ПРИ МАКСИМАЛЬНОЇ ПРОДУКТИВНОСТІ КАНАЛІВ МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ФІЗИЧНУ РІВНІ**

### **2.1. Характеристики мультисервісних телекомунікаційних систем на фізичному рівні**

Функціональна модель мережі наступного покоління в загальному вигляді може бути представлена трьома рівнями - транспортним, управління комутацією і передачею інформації, управління послугами.

До основних задач транспортного рівня відноситься прозора передача інформаційних потоків, а також підтримка взаємозв'язку з існуючими мережами зв'язку. На рівні управління комутацією і передачею відбувається обробка інформації сигналізації. Останній рівень управління послугами дозволяє управляти логікою послуг та додатків.

Структуру мультисервісної мережі можна представити у вигляді декількох основних рівнів: магістральний рівень - Core, рівень розподілу і агрегування - Aggregation, і рівень доступу - Access (рис. 2.1.). Магістральний рівень є універсальною високошвидкісною і, по можливості, однорідною платформою передачі інформації, реалізованою на базі цифрових телекомунікаційних каналів.

Рівень розподілу включає вузлове обладнання мережі оператора, а рівень агрегування виконує завдання агрегації трафіку з рівня доступу і підключення до магістральної (транспортної) мережі. Рівень доступу включає корпоративні або внутрішньо-будинкові мережі, а також канали зв'язку, що забезпечують їх підключення до вузла розподілу мережі.

Мультисервісні мережі дозволяють підтримувати такі види послуг як мобільний зв'язок, виділені цифрові канали з постійною швидкістю передачі,

передача відеозображень, відеоконференцзв'язок, IP-телефонія, широкосмуговий доступ в Інтернет, а також телебачення.

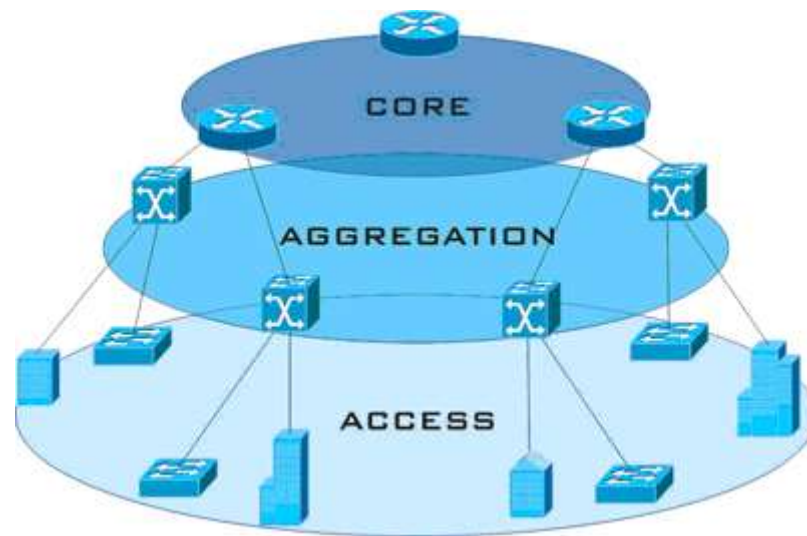


Рис. 2.1. Структура мультисервісної системи

Удосконалення і розвиток сучасних мультимедійних систем пов'язано не тільки з реалізацією ефективних методів стиснення різних видів інформації, а й її передачі в реальних мережах зв'язку і мовлення, призначених для доставки контенту телерадіомовлення, відеоконференцзв'язку та ряду додаткових послуг передачі даних.

Такі мережі, як правило, призначені для досягнення заданих якості обслуговування і режимів передачі/прийому (наприклад, з використанням наземних, супутникових і кабельних мереж, Інтернету).

## **2.2. Узагальнена модель передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах на фізичному рівні**

У пропонованому дослідженні мультисервісна система являє собою дуплексну лінію передачі інформації з певним набором процесів каналоутворення і формування сигналу.



Прикладом такої мультисервісної системи може виступати технологія DVB-T2. Основною перевагою останнього варіанту системи наземного цифрового телевізійного мовлення DVB-T2 є високий ступінь адаптивності до умов функціонування. Дана система забезпечує необхідні вимоги до якості передачі сигналів, має високу завадостійкість. Однак і тут в неповній мірі вирішені питання щодо спотворень, обумовлених впливом високого пік-фактора, ефективної компенсації спотворень відеоінформаційного сигналу, підвищених вимог до характеристик передавача радіосигналів, так і приймального обладнання і т.д. [122].

Табл. 2.1

### Порівняння основних відмінностей поколінь стандартів DVB-T і DVB-T2

Параметр	DVB-T	DVB-T2
Кодування	Згорткове кодування, код Ріда - Соломона Швидкості: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	Код з малою щільністю перевірок на парність (LDPC), кодування Боуза - Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ) Швидкості: 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
Режими модуляції несучих	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM
Захисні інтервали	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 19/256, 1/8, 19/128, 1/16, 1/32, 1/128
Розмір ДПФ	2k, 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k
Кількість несучих	1705, 6817	853, 1705, 3409, 6817, 13633, 27265
Максимальна швидкість передачі при с/ш 20 дБ	31,7 Мбіт/с	45,5 Мбіт/с
Необхідний рівень с/ш для забезпечення 24 Мбіт/с	16,7 дБ	10,8 дБ

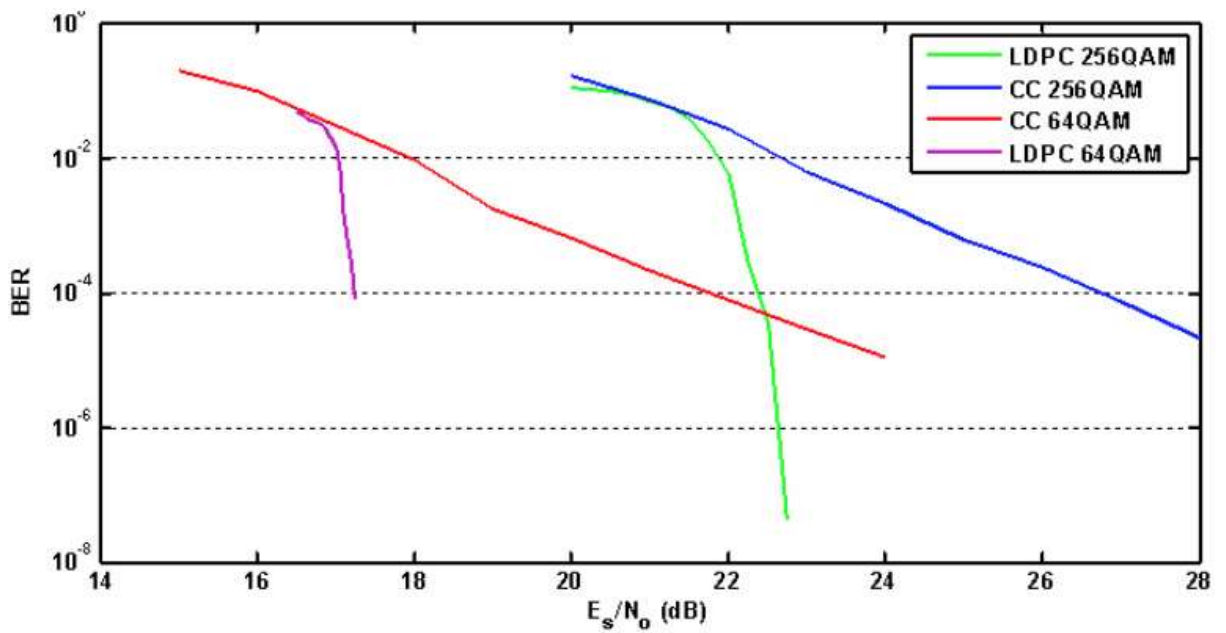


Рис. 2.2. Порівняння методів кодування стандартів DVB-T і DVB-T2

В дисертаційній роботі пропонується така дуплексна стільникова лінія з особливостями показників стандарту DVB-T2, яка реагує на зміни в лінії у випадку термінового розгортання мережі у надзвичайних умовах, коли часу на точні розрахунки енергетики немає, а умови багатопроміневості змінюються.

Розрахунки дуплексної стільникової лінії представлені згідно звичайних умов розповсюдження сигналу, але з тою умовою, що у будь-який потрібний момент система зможе адаптуватися до оточуючих умов і застосувати алгоритм адаптації.

### 2.2.1. Інформаційні характеристики мультисервісної телекомунікаційної системи на фізичному рівні

До основних характеристик мультисервісної системи на фізичному рівні відносять пропускну здатність каналу та продуктивність системи.

Припустимо, що на вхід каналу зв'язку можна подавати сигнали від різних джерел, які характеризуються різними розподілами ймовірностей помилки. Кожне з таких джерел передає каналом деяку кількість інформації.

Максимальне за всіма багатовимірними розподілами ймовірностей помилки вихідного сигналу значення швидкості передачі інформації каналом зв'язку при відповідному узгодженні джерела з каналом називається пропускну здатністю [107]:

$$C = V_C \cdot \left[ \log_2 M + p_{\text{сим}} \cdot \log_2 \frac{p_{\text{сим}}}{M-1} + (1 - p_{\text{сим}}) \cdot \log_2 (1 - p_{\text{сим}}) \right], \quad (2.1)$$

де  $V_C$  – швидкість передачі символів;

$p_{\text{сим}}$  – ймовірність символної помилки;

$M$  – кратність маніпуляції.

Формула (2.1) містить в своєму складі множники, які мають суперечливі за знаком похідні: з ростом значення  $V_C$  зростає ймовірність  $p_{\text{сим}}$ , і, як наслідок, зменшується ентропія переданого символу.

Відповідно до теореми Шеннона в дискретному каналі може бути досягнута як завгодно мала ймовірність помилки прийому інформаційних символів за рахунок надлишкового кодування, якщо кількість інформації, що генерується джерелом (продуктивність), не перевищує пропускну здатності каналу [83].

Пропускна здатність можна розцінювати як границю Шеннона для дискретного каналу зв'язку. Особливість її поведінки полягає в тому, що границя Шеннона може зміщуватися відповідно до змін параметрів дискретного каналу зв'язку, що приводять до зміни значень  $p_{\text{сим}}$ .

Продуктивність джерела дискретних сигналів  $R$  – кількість інформації, що фактично передається від джерела до отримувача за одиницю часу. В загальному випадку аналітично продуктивність визначається формулою [83]:

$$R = V_S \cdot [1 + p_{\text{біт}} \cdot \log_2 p_{\text{біт}} + (1 - p_{\text{біт}}) \cdot \log_2 (1 - p_{\text{біт}})], \quad (2.2)$$

де  $V_S$  – швидкість формування символів джерела;

$p_{\text{біт}}$  – ймовірність бітової помилки.

Інтегральним показником, що відображає просторово – енергетичні параметри каналу зв'язку, виступає параметр  $h^2$  – безрозмірна величина, яка характеризує відношення середньої енергії сигналу в точці прийому до односторонньої спектральної потужності шуму (2.3) [17]:

$$h^2 = \frac{P_s}{V_c \cdot N_0}, \quad (2.3)$$

де  $V_c$  – швидкість передачі символів у дискретному каналі.

Іншим показником, що пов'язує енергетичні характеристики сигналу та завади, є показник  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{P_s}{N_0}, \quad (2.4)$$

Тобто,

$$h^2 = \frac{\alpha}{V_c}. \quad (2.5)$$

Потенційна завадостійкість оцінюється мінімально можливим значенням ймовірності помилки  $P_{\text{оim}}$  у каналі передачі зі сталими параметрами при впливі флуктуаційної завади типу білого гауссового шуму.

При прийманні багатопозиційних сигналів розрізняють помилку приймання символу на виході демодулятора (який містить  $M$  символів джерела у  $M$  – позиційному сигналі) та помилку приймання символу на виході декодера (власне поодинокого символу джерела). При прийомі бінарних сигналів ці помилки збігаються [33].

### **2.2.2. Особливості визначення показників продуктивності в мультисервісній телекомунікаційній системі**

Продуктивність телекомунікаційної мережі залежить від численних факторів, таких як середовище передачі даних, частота радіохвиль, розміщення пристроїв і їх конфігурація. При використанні пристроїв

стандарту DVB-T2 вкрай важливо зрозуміти, які саме вдосконалення були реалізовані в цьому стандарті, на що вони впливають.

Продуктивність мережі представляє собою таку характеристику системи, яка визначає реальну допустиму швидкість передачі інформації у каналі.

Якість передачі інформації можна визначити за показниками пропускної здатності каналу, продуктивності та відстані переданої інформації. Як впливає з однієї відомої формули для пропускної здатності  $C$  з використанням маніпуляції заданої кратності  $M$ :

$$C = V \cdot [\log M - P \log \frac{P}{M-1} - (1 - P) \cdot \log(1 - P)], \quad (2.6)$$

де  $M$  – це позиційність сигналу.

З одного боку, пропускна здатність збільшується по мірі зростання швидкості передачі символів  $V$  в каналі, з іншого боку, її зростання обмежене збільшенням вірогідності помилки з прискоренням передачі  $V$ . Одночасно, ймовірність помилки тим більше, чим більше кратність маніпуляції  $M$ .

Таким чином, якщо завчасно відомі значення ймовірності символної помилки багатопозиційного сигналу, можна визначити пропускну здатність при заданому виді маніпуляції.

Продуктивність можна визначити за формулою:

$$R_1 = V \cdot [1 + (1 - P) \cdot \log_2(1 - P) + P \cdot \log_2 P], \quad (2.7)$$

Цей параметр обмежений швидкістю та залежить від ймовірності помилки. Ця продуктивність являється продуктивністю одного каналу, а загальна складається з  $N$  продуктивностей як:

$$R_{\text{заг}} = R_1 \log_2 M, \quad (2.8)$$

Отже, для точного визначення ймовірності помилкового прийому символів багатопозиційної маніпуляції необхідно оцінити пропускну здатність каналу зв'язку, а для точного визначення бітової ймовірності

помилки треба оцінити продуктивність. Ці параметри дуже тісно пов'язані з відстанню поширення інформації.

В технічній літературі приводяться різні співвідношення для розрахунку ймовірності помилки маніпульованих сигналів ( $P$ ) і помилки інформаційного символу ( $P_{\text{біт}}$ ).

Як відомо, існує декілька способів розрахунку символних та бітових помилок, серед них результати векторно-фазового методу та за Дж. Прокісом, необхідно отримати більш точні аналітичні співвідношення для визначення ймовірностей помилок для більш широкого набору маніпуляції. В даній роботі необхідно провести аналіз згідно набору маніпуляцій вказаних у стандарті DVB-T2, а саме для: QPSK, QAM-16 (Quadrature Amplitude Modulation), QAM-64 та QAM-256. [121]

Дані розрахунки будуть аналітично розраховані та графічно побудовані за векторно-фазовим методом та за допомогою формул Дж. Прокіса.

Оскільки для 64 та 256 позиційних маніпуляцій розрахунки збільшуються в декілька разів, в рамках даної роботи будуть прораховані значення ймовірності помилок лише для QPSK та QAM-16 маніпуляцій.

Для отримання точних результатів використовується векторно-фазовий метод, в основі якого лежить визначення вірогідності попадання результуючого (сумарного) вектора сигналу й перешкоди в деяку просторово-фазову область, в якій перешкода призводить до неправильного приймання символів багатократної маніпуляції.

Нехай в канал зв'язку передається сигнал  $S$ . Під впливом перешкоди  $W$  сигнал  $S$  утворює результуючий сигнал  $r$ , який приходить на приймач. Якщо результуючий сигнал потрапляє в область реєстрації сигналу, що передається, то сигнал приймається вірно, якщо ж результуючий сигнал знаходиться поза області достовірної реєстрації сигналу, що передається, то він приймається невірно [33].

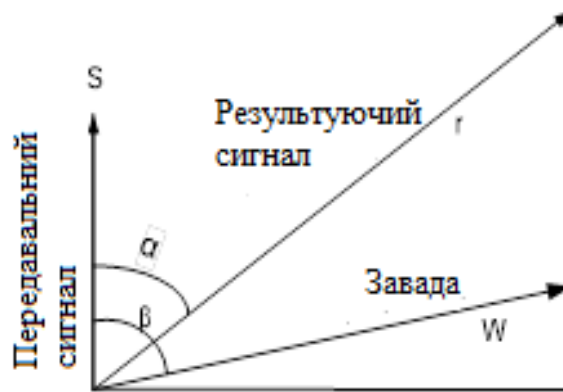


Рис. 2.3. Векторне представлення впливу перешкоди на результуючий сигнал

Якщо розглядати більш детально маніпуляції, які використовуються у стандарті DVB-T2, то можна відмітити, що QPSK являється ефективнішим видом маніпуляції, ніж BPSK. На відміну від BPSK, кожний сигнал, що передається - передає 2 біти інформації. Вид сигнального простору для QPSK показаний на рис. 2.4. Двійкові цифри в передавачі групуються по дві, і в кожному інтервалі передачі символів дві послідовних цифри визначають, який з чотирьох можливих сигналів здійснить модулятор. Імовірність помилки на вході декодера визначається розташуванням сигнальних точок в ансамблі і шумом в каналі. Сузір'я сигналів QPSK являє собою набір складається з чотирьох сигнальних точок ( $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ), зміщених один відносно одного на  $90^\circ$  і  $180^\circ$ .

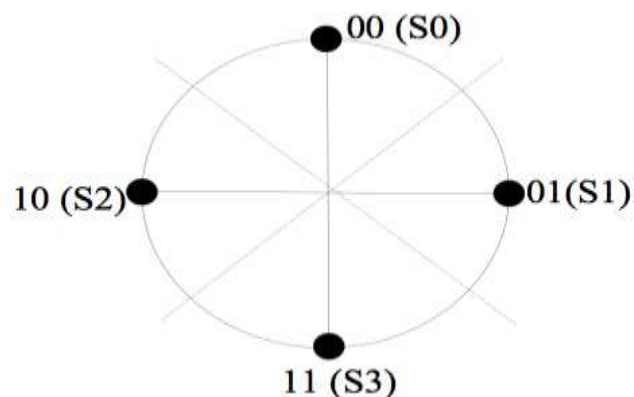


Рис.2.4. Сигнальне сузір'я QPSK з використанням кода Грея

Розглянемо випадок розрахунку символної помилки з використанням векторно-фазового методу для QPSK.

Символ S0 відповідає правильному прийому, це означає, що вектор суми сигналу і перешкоди знаходиться в області переданого сигналу S0. Області правильного прийому для кожного сигналу показані штрих-пунктирними лініями, що представляють собою промені. Якщо при демодуляції виникне помилка, то прийнятий сигнал з'явиться в області прийому інших 3-х сигналів. Так, при передачі S0 виникне помилка, якщо приймається сигнал виявиться в областях прийому S1, S2, S3.

Тепер необхідно побудувати векторну діаграму залежності амплітуди перешкоди від її кута, яка призведе до невірному прийому сигналу S0, що передається (результуючий вектор суми переданого сигналу і перешкоди потрапить в область прийому сигналів S1, S2, S3). Розглянемо вплив вектора перешкоди на сигнал з амплітудою рівною 1. Векторна діаграма амплітуд перешкоди приведена на рис.2.5. Для того, щоб переданий сигнал був прийнятий невірно, необхідно, щоб вектор результуючого сигналу R, утвореного вектором переданого сигналу S і вектором перешкоди W, потрапив в область прийому «помилкового» сигналу.

Згідно проведених математичних перетворень над векторами, отримуємо таке співвідношення між векторами для QPSK:

$$W(\beta) = \frac{S}{\sin\beta(\operatorname{ctg}\alpha - \operatorname{ctg}\beta)}, \quad (2.9)$$

Умова для QPSK, описує граничний стан, при перевищенні якого переданий сигнал буде прийнятий невірно. Скориставшись вищевказаним умовою, отримуємо граничну умову для вектора перешкоди:

$$W(\beta) = \frac{S}{\sin\beta(\operatorname{ctg}\frac{\pi}{4} - \operatorname{ctg}\beta)}, \quad (2.10)$$

Для визначення ймовірності символної та бітової помилки скористаємося результатами роботи [22]:



$$P_{QPSK}(h^2) = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \frac{-h^2}{e^{\sin^2 \beta (1 - \cos \beta)^2}} d\beta, \quad (2.11)$$

$$P_{6QPSK}(h^2) = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{5\pi}{4}} \frac{h^2}{e^{(\sin \alpha - \cos \alpha)^2}} d\alpha, \quad (2.12)$$

Розрахунок для знаходження ймовірності бітової помилки зводиться до знаходження середньої вірогідності помилки по кожному біту. Тоді якщо помилка виникне в першому інформаційному біті (при передачі "0" в першому каналі з двох), прийнята комбінація буде або "10" або "11".

Модуляції QAM-16, QAM-64 являються багатопозиційними видами, при яких змінюються значення амплітуди та початкової фази кожного канального символу. Отже, в кожному сигналі QAM-16 міститься 4 біти інформації, а в кожному сигналі QAM-64 міститься 6 бітів інформації. Зобразимо сигнальні простори вказаних видів маніпуляції.

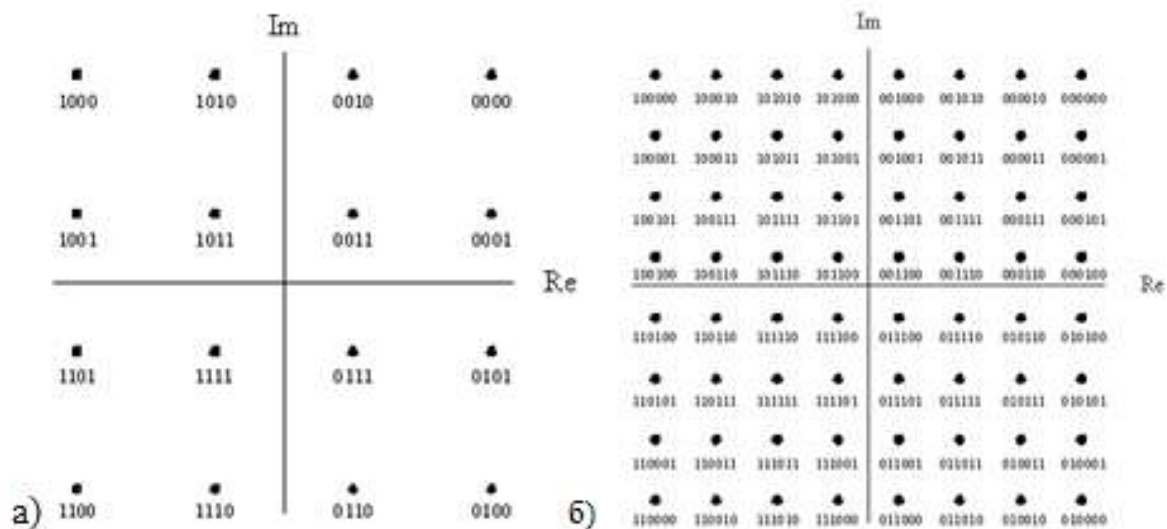


Рис. 2.5. Зображення сигнальних просторів а) багатопозиційної модуляції QAM-16 та б) QAM-64

Для маніпуляції QAM-16 ймовірність бітової помилки визначається середньою ймовірністю бітової помилки по всіх 4-м бітам. Тоді так само, як середня бітова ймовірність помилки першого біта дорівнює ймовірності помилки для третього біта, бітова ймовірність помилки другого біта буде дорівнювати ймовірності помилки четвертого.

Можна дійти висновку, що якщо ймовірність помилок 1 і 3, 2 і 4 біт збігаються, то для знаходження середньої бітової помилки досить буде знайти ймовірності помилок 1 і 2 бітів:

$$P_{б_{QAM16}}(h^2) = \frac{P_{ош\_б\_1}(h^2) + P_{ош\_б\_2}(h^2)}{2}, \quad (2.13)$$

де  $P_{ош\_б\_1}(h^2)$  - ймовірність помилки 1-го та 3-го бітів, а  $P_{ош\_б\_2}(h^2)$  - ймовірність помилки 2-го та 4-го бітів.

Ймовірність помилки 1-го біта визначається умовами попадання вектора помилки в область, яка заштрихована на рис. 2.6. Для першого рисунка для сигналів 0010, 0011, 0001 та 0000, а для другого - для сигналів 0110, 0111, 0101 та 0100.

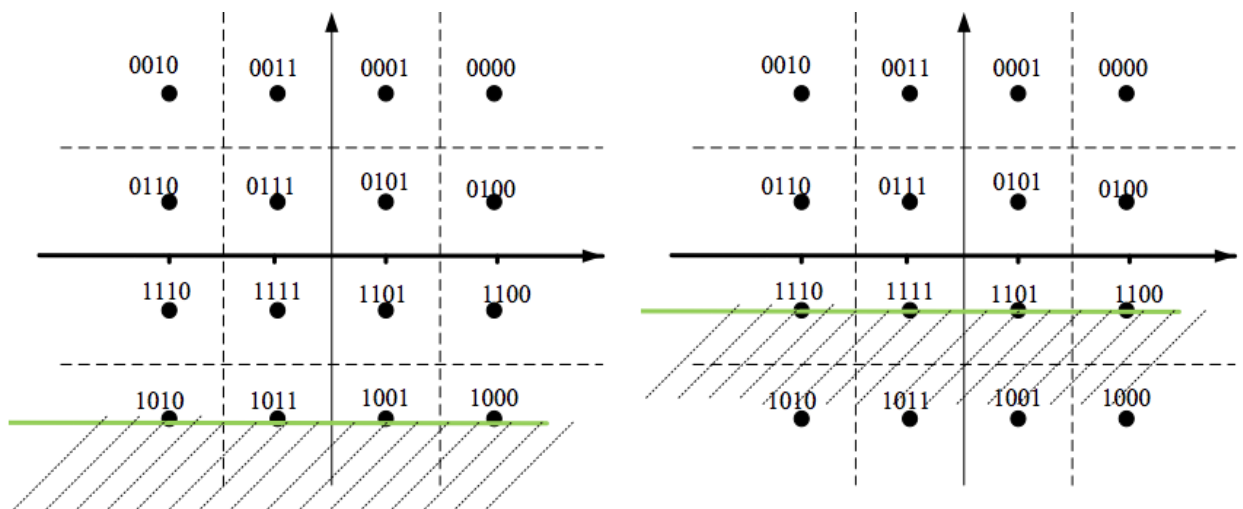


Рис.2.6. Области помилки для третього біту сигналу QAM-16

Тоді такі ймовірності будуть розраховуватися за такими формулами:

$$P_{ош\_б\_1}(h^2) = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{5\pi}{4}} e^{\frac{-h^2}{2(\cos\alpha - \sin\alpha)^2}} d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{\arctg(3)}^{\pi + \arctg(3)} e^{\frac{-5h^2}{18(\cos\alpha + \frac{\sin\alpha}{3})^2}} d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} e^{\frac{-h^2}{18(\sin\alpha - \cos\alpha)^2}} d\alpha}{4}, \quad (2.14).$$

$$P_{\text{ош}_6_2}(h^2) = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} e^{\frac{-h^2}{18(\cos\alpha - \sin\alpha)^2}} d\alpha - \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} e^{\frac{-h^2}{50(\cos\alpha - \sin\alpha)^2}} d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{3\pi}{4}}^{\frac{\pi}{4}} e^{\frac{-h^2}{18(\cos\alpha - \sin\alpha)^2}} d\alpha}{2}, \quad (2.15).$$

Необхідно зауважити, що особливість даних формул полягає у їх достовірності, адже вони більш точно вираховують ймовірності помилок та не піддаються такої ж універсалізації як інші формули розрахунку ймовірності символьних і бітових помилок.

### **2.2.3. Використання математичних моделей перетворення сигналів в мультисервісній телекомунікаційній системі**

Для порівняння векторно-фазового методу з деякими іншими відомими формулами, потрібно провести аналіз та зіставити отримати дані. Для цього скористаємося формулами Дж. Прокіса для розрахунку ймовірності помилки символу та біту.

Відомо, що забезпечення ефективності використання обмежених енергетичних та частотних ресурсів являється актуальною задачею в телекомунікаційних системах. З одного боку ми прагнемо більш ефективно використовувати спектр, а з іншого, чим більше кратність маніпуляції, тим більше псується енергетика сигналу. Якщо енергетика погана, то це означає, що відстань зв'язку невелика. Тому дослідження згідно покращення достовірності ми будемо проводити за методикою описаною нижче за Дж.Прокісом.

Вихідними даними для методики є наступні параметри:

$n$  – довжина блока завадостійкого коду;

$h^2$  – енергетичний параметр, який характеризує відношення середньої енергії сигналу в точці прийому до односторонньої спектральної потужності шуму:

$$h^2 = \frac{E}{N_0} = \frac{P_S}{V_c N_0}, \quad (2.16)$$

де  $V_c = \frac{1}{T}$ ;

$\alpha$  – енергетичний параметр, що дорівнює відношенню потужності корисного сигналу  $P_S$  та односторонньої спектральної потужності шуму  $N_0$

$$\alpha = \frac{P_S}{V_c N_0}, \quad (2.17)$$

де  $V_c$ - швидкість передачі символів в каналі зв'язку.

Використовуючи ці параметри можна визначити наявну бітову ймовірність помилки в каналі. Вона залежить від способу формування та обробки сигналу.

Для маніпуляції QPSK та QAM-M ймовірність символної та бітової помилок будуть визначатися за формулами [60]:

$$P_{QPSK} = \frac{3}{4} - \frac{1}{2} \Phi(\sqrt{h^2}) - \frac{1}{4} \Phi^2(\sqrt{h^2}), \quad (2.18)$$

- символна ймовірність помилки для сигналу QPSK;

$$P_{\text{біт}QPSK} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{2h^2} \cos \frac{\pi}{4} \right) \right], \quad (2.19)$$

Для сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією справедливі наступні формули:

$$P_{QAM} = 1 - \left( 1 - \frac{2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{3}{M-1}} h^2}^{\infty} \exp \left( \frac{-u^2}{2} \right) du \right)^2, \quad (2.20)$$

- ймовірність символної помилки;

$$P_{\text{біт}QAM} = \frac{4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{3}{M-1}} h^2}^{\infty} \exp \left( \frac{-u^2}{2} \right) du, \quad (2.21)$$

- ймовірність бітової помилки, де  $M$  – це позиційність модуляції.

Встановлено, що під час передачі інформації за допомогою багатопозиційних сигналів в каналі виникає символна ймовірність помилки.

Символьна ймовірність помилки дуже залежить від енергетичних параметрів сигналу. Тобто з покращенням параметру сигнал/шум ймовірність помилки зменшується.

Символьна швидкість передачі повністю визначається використовуваним типом модуляції, тобто кожен тип модуляції забезпечує певну символьну швидкість. Тим самим, висока щільність потоку даних досягається за рахунок можливості підтримки на великих відстанях в порівнянні з іншими системами високошвидкісних типів модуляцій. На сьогоднішній день QAM є однією з найефективніших методів модуляції, що дозволяє досягати максимально можливих швидкостей передачі даних.

За допомогою вище вказаних формул побудовані графіки залежності ймовірності символьної та бітової помилок від енергетичних параметрів каналу зв'язку за векторно-фазовим методом та формулами Дж. Прокіса.

Графіки дослідження символьної помилки та відношення сигнал/шум для кожної модуляції розраховані та побудовані в програмі Mathlab мають наступний вигляд [121; 122]:

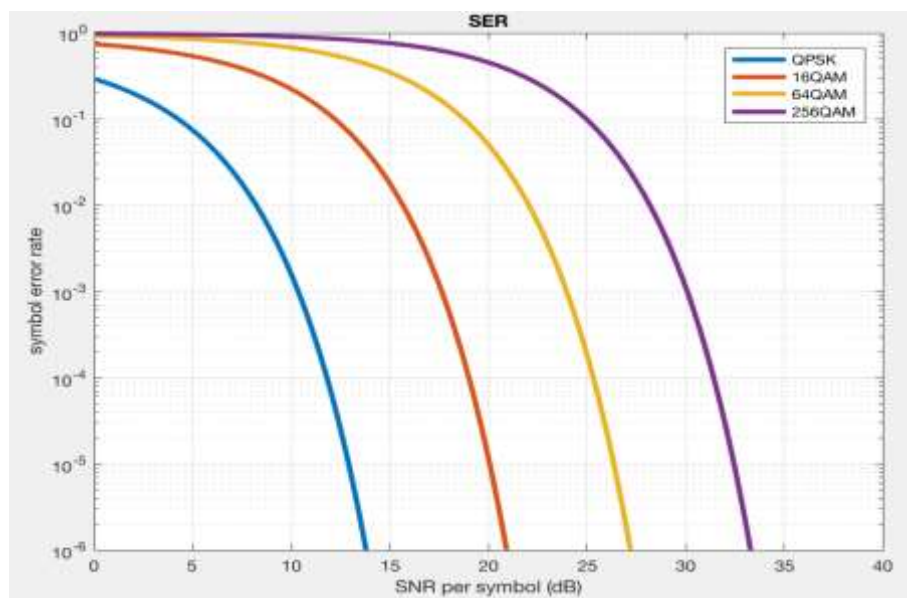


Рис.2.7. Графік залежності символічної ймовірності помилок від  $h^2$  для QPSK, QAM-16, QAM-64 та QAM-256

Бітова ймовірність помилок багатопозиційних сигналів для сигналу QPSK менше символної ймовірності помилок, тому що не будь-яке спотворення символу призводить до неправильного прийому байта інформації. Графіки залежності бітової ймовірності помилки від енергетичного параметру  $h^2$  представлена на рис. 2.8.

З представлених залежностей на рис. 2.7-2.8 можна зробити наступні висновки:

- для забезпечення заданої достовірності необхідно виправляти більшу кількість помилок при низькій енергетиці в каналі зв'язку;
- в каналах з більшою позиційністю виникає більша кількість помилок у порівнянні з каналами з меншою позиційністю, це можна пояснити меншою завадостійкістю останніх.

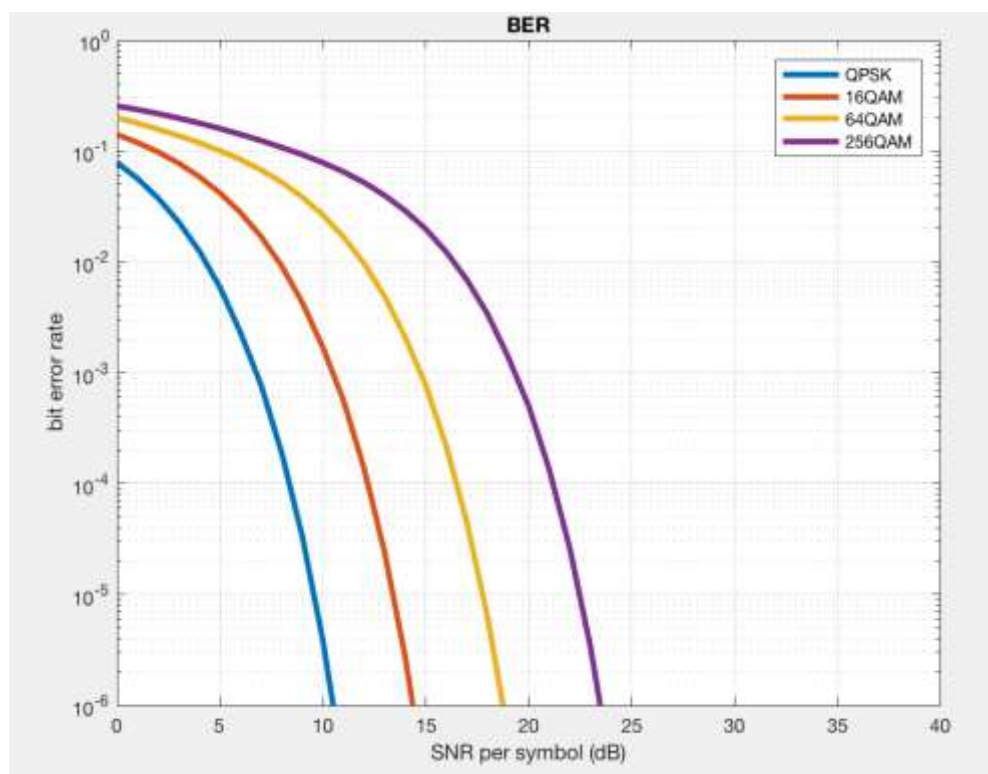


Рис.2.8. Графік залежності бітової ймовірності помилок від  $h^2$  для QPSK, QAM-16, QAM-64 та QAM-256

### **2.3. Реалізація сформованих стратегій процесів передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах на фізичному рівні**

У роботі пропонується методика досягнення максимумів продуктивності в умовах обмежень, що задаються обраними Сценаріями для двох типів завдань:

- динамічної (оцінка продуктивності при зміні енергетичного потенціалу каналу зв'язку);
- статичної (оцінка продуктивності при фіксованому значенні енергетичного показника).

#### **2.3.1.Методика досягнення максимумів продуктивності в умовах зміни енергетики в каналі телекомунікацій.**

Аналітично розраховані значення пропускної здатності каналу зв'язку для різних видів багатопозиційної модуляції представлені на рис. 2.9.

Можна зробити висновок, що згідно рис.2.9, доцільно використовувати наступні види модуляції за критерієм максимальної пропускної здатності в залежності від відношення енергії сигналу до спектральної потужності шуму в точці прийому (табл.2.2) [12;122]:

*Табл. 2.2*

#### **Граничні значення відношення сигнал/шум для вибраних оптимальних видів багатопозиційної модуляції**

№	Відношення сигнал/шум, разів	Оптимальний вид багатопозиційної модуляції за критерієм пропускної здатності
1.	$0 < h^2 < 7,7$	QPSK
2.	$7,7 < h^2 < 47$	QAM-16
3.	$47 < h^2 < 100$	QAM-64



Рис. 2.9. Залежність пропускної здатності каналу зв'язку від відношення рівня сигналу до рівня шуму для різних видів багатопозиційної модуляції

В сучасному світі обсяги інформації неухильно зростають, а це означає, що її необхідно постійно обробляти й зберігати. Але крім проблеми зростаючих інформаційних ресурсів збільшуються і вимоги до переміщення цих ресурсів з більшою швидкістю і на великі відстані, для більшого числа споживачів. Саме тому, одним з аспектів дослідження інформаційних можливостей каналі зв'язку є визначення характеристик просторових зон обслуговування з урахуванням типових видів перетворення.

Надання послуг зв'язку має бути забезпечено встановленими швидкостями передачі даних і необхідною якістю. Критерієм властивості в цьому випадку представляє достовірність прийнятої інформації, що чисельно проявляється ймовірністю помилкового прийому біта. Достовірність в каналах зв'язку – це характеристика правильної передачі інформації, що обумовлена у відповідності з критеріями достовірності. Вона залежить від критеріїв вірогідності (залежність середньої вірогідності помилки на біт від відношення сигнал/шум  $P = f\left(\frac{E_c}{N_0}\right)$ , де  $E_c$  – енергія сигналу,  $N_0$  – спектральна щільність шуму), енергетичних критеріїв (відношення сигнал/шум за потужністю, енергетичне відношення сигнал/шум), смуги частот, умов



поширення інформації та інших аспектів. Головна задача достовірності в мінімізації помилок  $P \rightarrow \min$ .

Достовірність вимірюють вірогідністю помилки прийому біта інформації або частотою помилкових біт, як пишуть закордонні джерела (Bit Error Rate – BER).

Відомо, що забезпечення ефективності використання обмежених енергетичних та частотний ресурсів являється актуальною задачею в телекомунікаційних системах. З одного боку ми прагнемо більш ефективно використовувати спектр, а з іншого, чим більше кратність маніпуляції, тим більше псується енергетика сигналу. Якщо енергетика досить погана, то це означає, що відстань на яку можливо передати сигнал зменшується. Тому дослідження згідно покращення достовірності ми будемо проводити за методиками описаними нижче.

Для передавання сервісу більш високої якості необхідно використовувати більш високі види кратності модуляцій, але збільшення позиційності модуляції призводить як до збільшення продуктивності, так водночас до погіршення достовірності, адже застосування завадостійкого кодування дозволяє забезпечити необхідну достовірність. В стандарті DVB-T2 використовуються потужні LDPC коди та коди БЧХ з високою швидкістю виправлення помилок.

Достовірність інформації, що передається, являється однією з найважливіших характеристик, що визначає якість інформаційного обміну, та є одним з показників якості обслуговування.

Обраним способом для забезпечення зростання продуктивності каналів зв'язку при обмеженому частотно-енергетичному ресурсі, являється застосування багатопозійних сигналів. При тому покращення пропускну здатності каналу супроводжується зниженням в ньому показників достовірності.

Табл. 2.3

**Порівняння отриманих значень бітової та символної ймовірності помилок за різними методами обчислення**

Модуляція	Відношення сигнал/шум ( $h^2$ )	Векторно-фазовий метод		За Дж. Прокісом	
		$P_b$	$P_c$	$P_b$	$P_c$
QPSK	0	0,28	0,7	0,26	0,97
	1	$1 \cdot 10^{-2}$	0,58	0,13	0,9
	4	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-1}$	$1 \cdot 10^{-1}$
	5	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$
	8	$1 \cdot 10^{-9}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-7}$
	10	-	-	-	$10^{-11}$
QAM-16	1	0,52	0,76	0,49	0,98
	5	0,16	0,38	$1,9 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$
	7	$2 \cdot 10^{-1}$	$1 \cdot 10^{-1}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$
	10	$5,1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$5,8 \cdot 10^{-6}$	$1,1 \cdot 10^{-5}$
	13	$3 \cdot 10^{-5}$	$2,4 \cdot 10^{-5}$	$4,6 \cdot 10^{-9}$	$9,1 \cdot 10^{-9}$
	15	$1 \cdot 10^{-7}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$1,4 \cdot 10^{-11}$	$2,9 \cdot 10^{-11}$
QAM-64	1	-	-	0,72	0,97
	5	-	-	0,24	0,41
	10	-	-	$2,5 \cdot 10^{-2}$	$4,4 \cdot 10^{-2}$
	15	-	-	$9,3 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-3}$
	20	-	-	$1,1 \cdot 10^{-5}$	$1,9 \cdot 10^{-5}$
	25	-	-	$4,2 \cdot 10^{-8}$	$7,3 \cdot 10^{-8}$
	30	-	-	$5,1 \cdot 10^{-11}$	$8,8 \cdot 10^{-11}$

Згідно розрахунків з минулих розділів роботи побудована така порівняльна таблиця (табл. 2.3.), згідно якої можна зробити висновок щодо точності аналітичних співвідношень для визначення ймовірностей помилок для більш широкого набору маніпуляції за формулами Дж. Прокіса та векторно-фазовим методом.

Порівняння результатів показало, що існує збіг між результатами до певної границі векторно-фазового методу визначення ймовірності помилок та за формулами Дж. Прокіса. Різниця між розрахунками все ж таки існує, адже метод за Дж. Прокісом досить непоганий, але формули вченого досить точні лише до деякої границі  $h^2$ , і тому чим більше кратність модуляції, тим більше аналітичне розходження.

Тобто можна дійти висновку, що при невеликих значеннях відношення сигнал/шум значення співпадають, але при збільшенні кратності модуляції розходження становиться більш помітним. Будемо рахувати, що при відношення сигнал/шум до 5 дБ значення приблизно однакові, але далі суттєво починають відрізнятися [122].

### **2.3.2.Методика досягнення максимумів продуктивності в умовах фіксованого енергетичного показника.**

Продуктивність джерела дискретних повідомлень визначається як відношення ентропії джерела дискретних символів до середнього часу, відведеного на передачу одного символу.

Отже, що на зміну продуктивності джерела дискретних повідомлень впливає швидкість формування дискретних символів та ентропія. Ця залежність носить прямопропорційний характер, тобто, чим більші швидкість та ентропія, тим більша продуктивність джерела.

Відомо, що максимальну ентропію має повідомлення, що складається з рівноймовірних і статистично незалежних символів [107]:

$$H_{max} = \log M = -\log p, \quad (2.22)$$

де  $M$  – обсяг алфавіту,  $p$  – ймовірність появи повідомлення.

Якщо між символами послідовності повідомлення є ймовірнісні зв'язки, то джерело повідомлення не використовує максимально можливу при заданому алфавіті ентропію. У такому випадку джерело має надлишковість. Наявність надлишковості дає можливість відновити повідомлення при його спотворенні завадами.

Усунення надлишковості дає можливість скоротити об'єм сигналу і за рахунок цього підвищити швидкість передачі. Проте при цьому під впливом завад стає неможливим усунення помилок у такому повідомленні. Тому часто надлишковість вводять штучно для підвищення достовірності. Вона визначає, наскільки добре в джерелі повідомлень використовуються можливі елементи повідомлення. Чим менша надлишковість, тим більш раціонально працює джерело, тобто тим більшу кількість інформації воно продукує.

При фіксованому значенні  $H(X)$  мірою продуктивності виступає швидкість формування дискретних символів  $V_s$ . Її збільшення приведе до збільшення продуктивності джерела. Тобто, потрібно зменшити середній час, передбачений на передачу одного символу.

Отже, збільшуючи швидкість передачі біт інформації, продуктивність зростає. Але в цей же час це призводить до зростання ймовірності бітової помилки. Підтримання останньої на сталому рівні можливо шляхом застосування завадостійкого кодування, що передбачає введення збиткових символів. Це поступово зменшує долю корисної інформації. Можна передбачити, що при подальшому збільшенні швидкості передачі символів частка корисної інформації в загальному потоці буде зменшуватися, що призведе до появи максимуму продуктивності.

Постійне збільшення швидкості передачі символів призводить до необхідності використання кодів з більшою коригувальною здатністю і, відповідно, меншою швидкістю кодування  $R_k$ . Протилежність указаних тенденцій зміни продуктивності породжує екстремуми (максимуми) показника  $R$ .

Задача заключається в тому, щоб серед відомих завадостійких блокових кодів з заданою довжиною блока  $n$ , що забезпечують необхідну вірність передачі бітів інформації в каналі при збільшенні швидкості передачі  $V_C$ , знайти код, який дозволяв би передавати повідомлення від джерела каналом зв'язку з заданою достовірністю декодування символів джерела  $p_{\text{біт}}$  і забезпечував би найбільшу продуктивність [53].

Отже, задача знаходження екстремуму продуктивності зводиться до пошуку максимуму наступного функціоналу:

$$\max_{V_C \rightarrow \infty} R|n, p_{\text{біт}}, \alpha = \text{const}. \quad (2.23)$$

Функціонал (2.23) означає, що необхідно знайти максимум продуктивності при постійних довжині блока  $n$ , заданій достовірності  $p_{\text{біт}}$  та енергетичному параметрі  $\alpha$  в умовах зростаючої швидкості передачі  $V_C$ .

Вихідними даними для методики є набір наступних параметрів:

$n$  – довжина блока;

$p_{\text{біт}}$  – задана достовірність (бітова ймовірність помилки на виході декодера);

$\alpha$  – енергетичний параметр;

$V_C$  – швидкість передачі символів в каналі зв'язку.

За допомогою цих параметрів визначається наявна бітова ймовірність помилки в каналі.

Якщо задана ймовірність помилки більша за бітову, то варто збільшувати  $V_C$ , якщо ж бітова ймовірність помилки перевищує або рівна заданій, то необхідно знайти завадостійкий код, який би зміг забезпечити необхідну задану ймовірність помилки. Для цього слід скористатися формулою,

$$p_{\text{пом}} < m p_{\text{пом бл}} = m \sum_{j=S+1}^n C_n^j p_{\text{пом}}^j (1 - p_{\text{пом}})^{n-j} \quad (2.24)$$

що дозволяє оцінити бітову ймовірність помилки в блоковому коді на виході декодера, а також звернутися до границі Плоткіна

$$k \leq n - 2d + 2 + \log_2 d \quad (2.25)$$

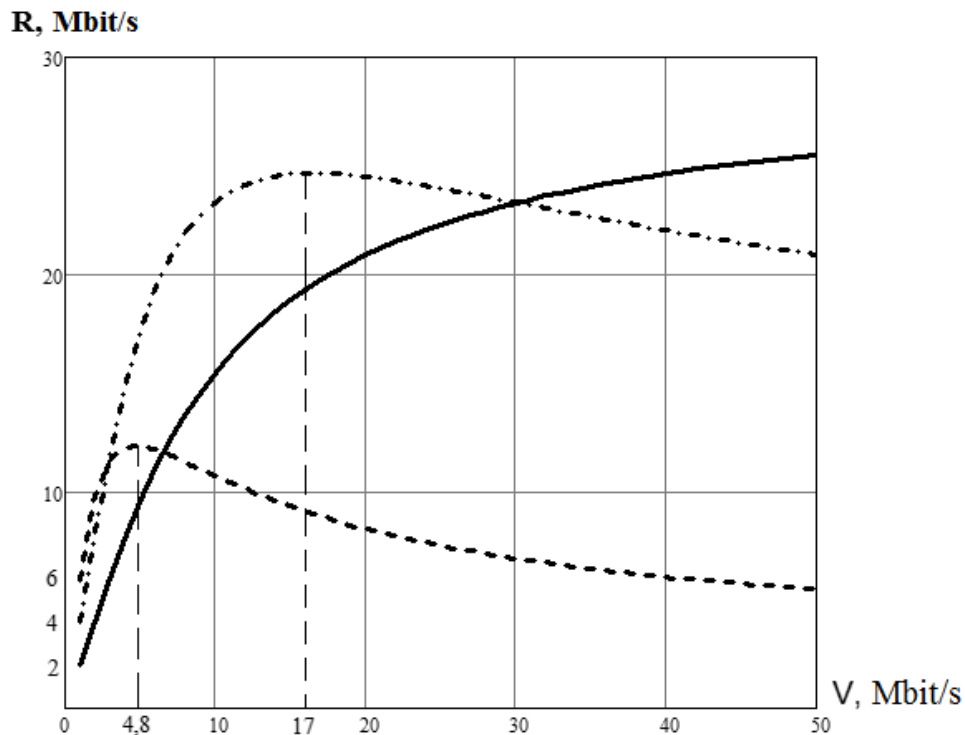
для пошуку параметрів завадостійкого коду.

В результаті покрокових ітерацій виходить наступний набір параметрів  $-\left\{R_k = \frac{k}{n}, \alpha, V_C\right\}$ , які дозволяють розрахувати діюче значення продуктивності при використанні завадостійкого коду.

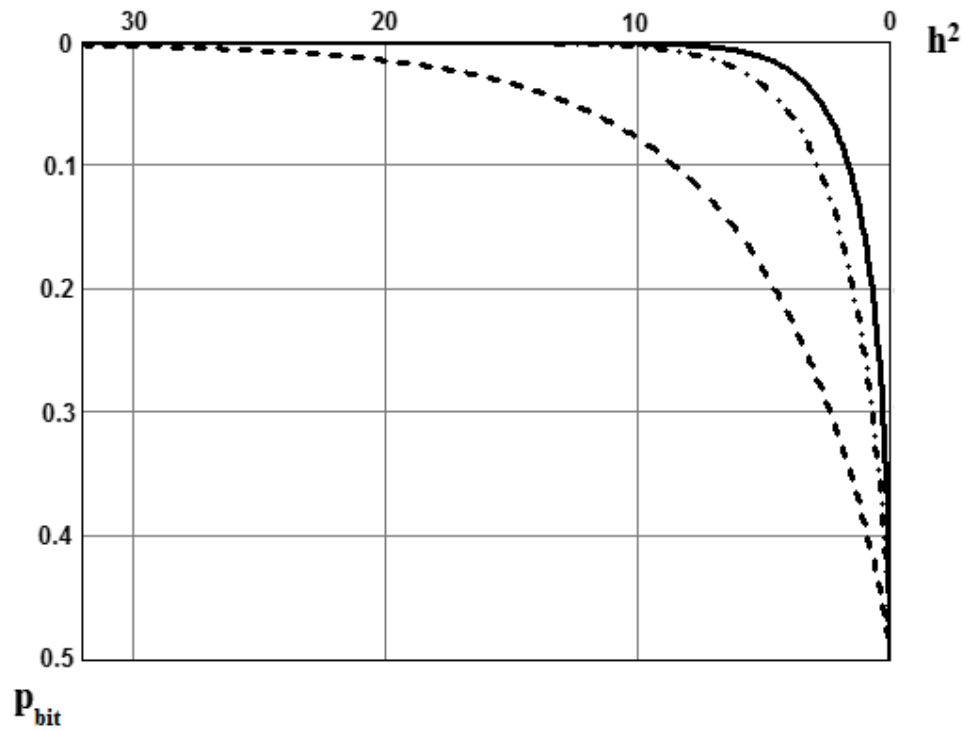
Продуктивність джерела дискретних сигналів у випадку, коли ступінь завадостійкого кодування не задіяна, визначається наступним чином [53]:

$$R = V_C \cdot \log_2 M \cdot [1 + p_{\delta im} \cdot \log_2 p_{\delta im} + (1 - p_{\delta im}) \cdot \log_2 (1 - p_{\delta im})], \quad (2.26)$$

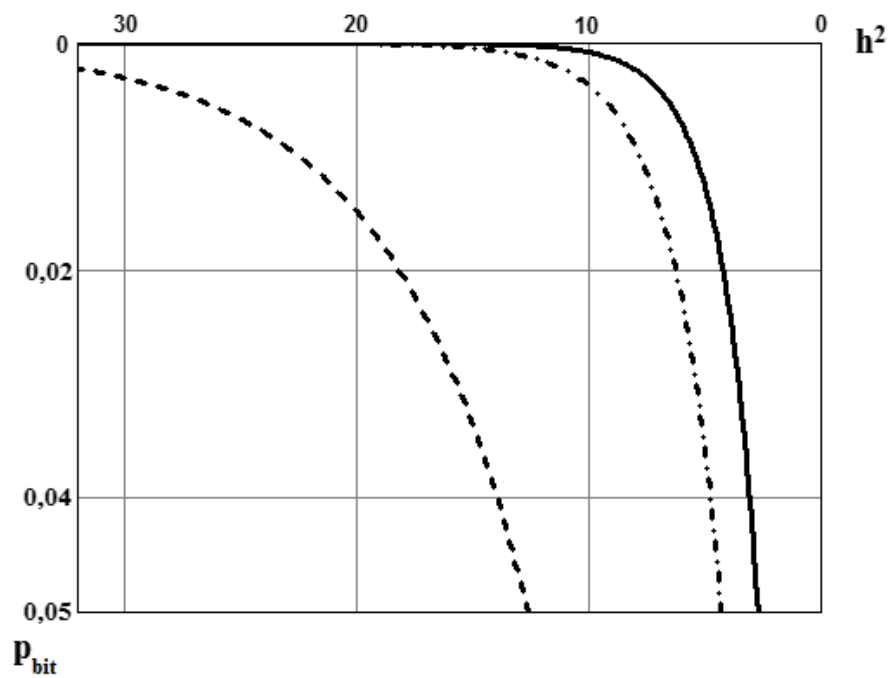
Зобразимо залежність продуктивності від швидкості передачі символів згідно (2.26) (рис. 2.10, а) та відповідні значення бітової ймовірності помилки, залежної від параметру  $h^2$  згідно (2.19, 2.21) (рис. 2.10, б, в).



a)



б)



в)

Рис. 2.10. Продуктивність (а) та ймовірність бітової помилки (б, в) (— QPSK, --- QAM-16, -.- QAM-64)

Можна бачити, що продуктивність як функція  $V_c$  аналогічно пропускній здатності містить точку екстремуму, що означає перевищення

темпу зменшення нелінійного множника над лінійним ростом  $V_c$  у формулі (2.26).

При значенні параметра  $h^2$ , коли швидкість передачі символів в каналі зв'язку  $V_c$  має значення до 3 Мбіт/с, перевагу по інформаційному насиченню сигналів має QAM-64, але такі сигнали швидко досягають свого максимального значення. Потім найбільшу продуктивність мають сигнали QAM-16. Сигнали QPSK переважають на швидкостях більших 30 Мбіт/с, коли завадостійкість інших сигналів значно послаблюється [53].

Екстремум продуктивності для сигналів QAM-64 (11,5 Мбіт/с) настає при швидкості  $V_c = 4,8$  Мбіт/с, тобто коли  $h^2 = 6,7$ . У цьому випадку ймовірність бітової помилки рівна  $p_{\text{бim}} = 0,137$ . Максимум продуктивності сигналів QAM-16 (23,5 Мбіт/с) має місце при  $V_c = 17$  Мбіт/с, тобто коли  $h^2 = 1,9$ , а ймовірність бітової помилки рівна  $p_{\text{бim}} = 0,16$ . Тобто, маючи максимальне значення продуктивності, достовірність прийнятої інформації не відповідає вимогам сучасних систем передачі. Параметр  $\alpha = 32[\mu\text{с}]^{-1}$  при цьому зберігає своє стає значення.

Оскільки ймовірність бітової помилки збільшується при збільшенні швидкості передачі символів, необхідно використовувати методи підтримання достовірності. У такому випадку, наприклад, при відомих енергетичних ресурсах каналу необхідно застосовувати завадостійке кодування. Параметри блокового коду – довжина блоку  $n$ , кількість інформаційних символів  $k$  – впливають на значення продуктивності наступним чином:

$$R = V_c \cdot \log_2 M \cdot r_k \cdot [1 + p_{\text{бim}} \cdot \log_2 p_{\text{бim}} + (1 - p_{\text{бim}}) \cdot \log_2 (1 - p_{\text{бim}})], \quad (2.27)$$

де  $r_k$  – швидкість кодування, чисельно рівна відношенню  $k/n$ , яке гарантує необхідну достовірність.



Якщо задати вимоги щодо підтримання достовірності передавання біт на виході декодера надлишкового кодування на рівні  $p_{\text{бim}} = 10^{-6}$ , то, у випадку, коли довжина блоку рівна  $n = 200$  символів, а енергетичний параметр  $\alpha = 32[\mu\text{с}]^{-1}$ , отримано наступні залежності продуктивності від швидкості передачі символів (рис. 2.11):

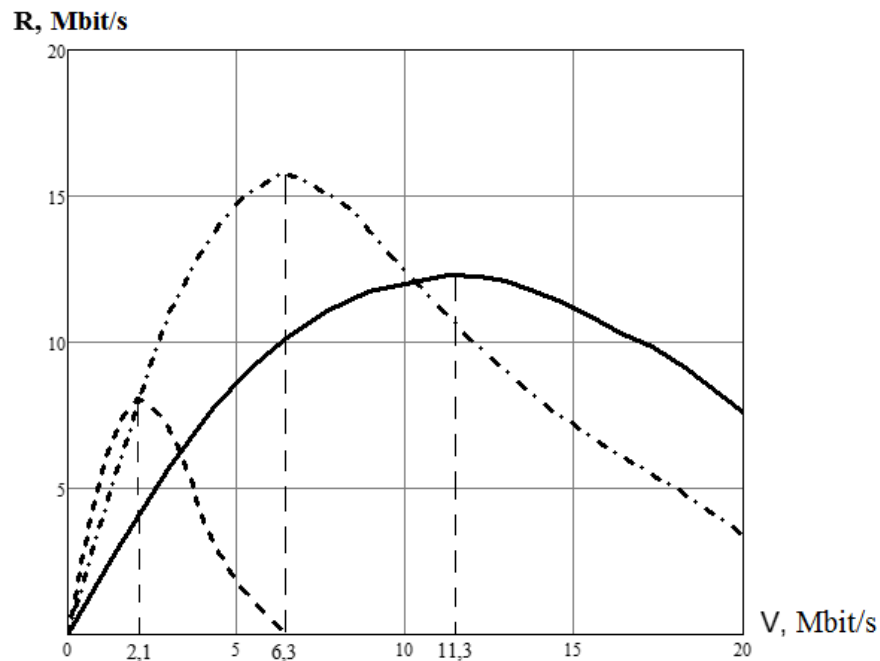


Рис. 2.11. Продуктивність при використанні завадостійкого кодування (— QPSK, -·- QAM-16, --- QAM-64)

Можна бачити, що характер зміни продуктивності при введенні завадостійкого кодування не змінюється по відношенню до продуктивності без кодування. Але характерною особливістю є те, що максимальне значення продуктивності можна досягти при використанні QAM-16.

Якщо обрати фіксоване значення енергетичного параметру (наприклад,  $\alpha = 32[\mu\text{с}]^{-1}$ ), то при збільшенні швидкості передачі символів в каналі зв'язку до 2,3 Мбіт/с найбільша продуктивність спостерігається при використанні QAM-64. При подальшому збільшенні швидкості перевагу має QAM-16, при якій максимальне значення продуктивності, рівне 15,75 Мбіт/с, коли  $V_C = 6,3$  Мбіт/с. При досягненні швидкості більше 10 Мбіт/с абсолютну перевагу має

QPSK, сигнали якої більш завадостійкі, ніж сигнали з більшою кратністю маніпуляції.

Отримані значення продуктивності зведено у таблицю 2.4.[53]

Табл. 2.4

**Дослідження екстремумів продуктивності при різних значеннях  $\alpha$  ,  
 $n = 200$  символів**

Вид модуляції	$\alpha, [\mu\text{с}]^{-1}$	$R_{\text{max}}, \text{Мбіт/с}$	$V_c, \text{Мбіт/с}$	$h^2$	$P_{\text{оім}}$
QPSK	20	7,684	6,8	2,94	0,043
	32	12,32	11,3	2,83	0,046
	40	15,369	14,1	2,84	0,046
QAM-16	20	9,922	4,1	4,88	0,038
	32	15,75	6,3	5,10	0,034
	40	19,843	8,2	4,88	0,038
QAM-64	20	5,082	1,4	14,25	0,038
	32	8,127	2,1	15,24	0,032
	40	10,164	2,8	14,28	0,038

У порівнянні з випадком без кодування екстремуми продуктивності досягають менших значень (8,1 Мбіт/с замість 11,5 Мбіт/с при QAM-64 та 15,75 Мбіт/с замість 23,5 Мбіт/с при QAM-16, табл. 1) та спостерігаються при менших значеннях швидкості передачі символів (відповідно при 2,1 Мбіт/с замість 4,8 Мбіт/с для QAM-64 та при 6,3 Мбіт/с замість 17 Мбіт/с для QAM-16, табл. 1). Це зумовлено тим, що частина ресурсу витрачається на завадостійке кодування, і чим більша швидкість передачі, тим більше символів йде на підтримання достовірності [53].

## Висновки до розділу 2:

1. Обґрунтовано показники функціонування мультисервісної телекомунікаційної системи, зокрема, пропускна здатність – максимальна швидкість передачі інформації при заданих енергетичних характеристиках каналу зв'язку, та продуктивність – фактична швидкість передачі інформації.
2. Обґрунтовано доцільність використання об'ємного процесу обробки сигналу у стандарті DVB-T2 для передачі його у каналі.
3. Складено таблицю порівнянь отриманих значень та зроблено аналіз даних методів розрахунку. Порівняння результатів показало, що існує збіг між результатами до певної границі векторно-фазового методу визначення ймовірності помилок та за формулами Дж. Прокіса. Різниця між розрахунками все ж таки існує, адже метод за Дж. Прокісом досить непоганий, але формули вченого досить точні лише до деякої границі  $h^2$ , і тому, чим більше кратність модуляції, тим більше аналітичне розходження. Будемо рахувати, що при відношення сигнал/шум до 5 дБ значення приблизно однакові, але більш високих відношеннях сигнал/шум значення суттєво починають відрізнятися.
4. Вперше отримано екстремуми продуктивності мультисервісної телекомунікаційної системи. Аналіз залежностей продуктивності без кодування (рис. 2.10) сигналів різної кратності маніпуляції показав наявність екстремуму при відповідних енергетичних обставинах в каналі. Варто відмітити, що сигнали QAM-16 є продуктивнішими в точці екстремуму, ніж сигнали QAM-64. Це свідчить про раціональність використання сигналів QAM-64 в малозональних безпроводових системах (наприклад, LTE) на відміну від сигналів QAM-16, які доцільно застосовувати в крупнозональних безпроводових системах (наприклад, UMTS).
5. Доведено, що наявність екстремумів пропускної здатності та продуктивності зумовлено перевищенням темпу зменшення нелінійного множника над лінійним ростом швидкості передачі символів  $V_C$ .

6. Проведено аналіз залежності продуктивності сигналів багатопозиційної маніпуляції при використанні завадостійкого кодування який показує, що при невеликій швидкості передачі символів найбільшу продуктивність мають сигнали QAM-64, поки не досягають свого максимального значення. При подальшому збільшенні швидкості ефективнішим стає використання QAM-16, при якому продуктивність може досягти максимального значення. Найбільшу завадостійкість серед досліджуваних видів маніпуляції має QPSK, яку доцільно використовувати, коли продуктивність сигналів QAM-16 стає меншою за продуктивність сигналів QPSK.

7. Встановлено найефективніше використання енергетичних та частотних ресурсів каналів зв'язку спостерігається в точці екстремуму продуктивності, тому у випадку знаходження зліва від максимуму доцільно збільшувати швидкість передачі символів, а у випадку знаходження справа від максимуму – можна зменшити енергію сигналу. В обох випадках продуктивність, тобто фактична швидкість передачі корисної інформації, буде збільшуватись. При цьому потрібно враховувати, що змінюються параметри завадостійкого кодування, що дозволяє забезпечити необхідну достовірність.

### **РОЗДІЛ 3. СТРАТЕГІЇ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ**

При взаємодії між постачальником телекомунікаційних послуг і користувачем часто виникають розбіжності щодо розуміння того, яким чином повинна оцінюватись якість надавання цих послуг. Проблема посилюється тим, що діючі в Україні норми не встигають відстежувати розвиток міжнародних стандартів і тому не є всеосяжними. В результаті користувачеві необхідні знання та тих, і інших стандартів.

У класичній теорії телекомунікацій якість передачі сигналу обумовлюється завадостійкістю каналу зв'язку та визначається достовірністю передачі інформації. Показниками достовірності виступають ймовірність помилки символу в каналі зв'язку та ймовірність помилки інформаційного біта.

У сучасних стандартах і рекомендаціях міжнародних організацій у галузі телекомунікацій існує своя ієрархія показників якості безпроводового цифрового каналу зв'язку, не пов'язана з класичною теорією завадостійкості. Вітчизняні спеціалісти з теорії завадостійкості оперуючи класичними методами не можуть коректно працювати з показниками, які є загальновизнаними світовими фахівцями у галузі телекомунікацій. Тому параметри якості цифрових каналів з рекомендацій міжнародних телекомунікаційних організацій потребують детального дослідження і мають бути поставлені у відповідність до класичної теорії завадостійкості.

Пропонується нова методика для визначення відповідності параметрів якості передавання інформації безпроводовими цифровими каналами зв'язку міжнародним стандартам шляхом аналізу та поєднання рекомендацій міжнародних організацій у сфері телекомунікацій та класичної теорії завадостійкості [30].

### **3.1. Аналіз сучасних методів оцінки якості каналів мультисервісних телекомунікаційних систем.**

Обов'язковими елементами сучасних мереж зв'язку є системи мережевого управління, за допомогою яких вирішуються такі завдання, як реконфігурація мережі, безперервний моніторинг параметрів системи зв'язку, фіксація аварійних станів, захисні перемикання, зберігання і обробка результатів моніторингу і т. д. Всі ці операції виконуються, як правило, автоматично, за допомогою вбудованих апаратних і програмних засобів.

У той же час найчастіше при обслуговуванні мереж зв'язку не вдається обійтися без ручних операцій із застосуванням портативних вимірювальних приладів. Класичний приклад - усунення складних пошкоджень металевих кабелів зв'язку, що сталися з причини намокання.

Оренда каналу зв'язку супроводжується укладанням угоди між постачальником послуги (оператором) і користувачем. При цьому обумовлюються технологія і маршрут каналу зв'язку, його пропускну здатність і якість послуг, що надаються. Якість послуг зв'язку визначається показниками помилок, що виникають в каналі. Параметри, представлені в угоді, користувач враховує при оплаті послуг і створення своєї накладеної системи зв'язку. При цьому може виявитися, що одні й ті ж терміни сторони розуміють по-різному. Як правило, це відноситься до показників помилок. Проблема посилюється тим, що діючі в Україні норми не встигають відстежувати розвиток міжнародних стандартів і тому не є всеосяжними. В результаті користувачеві необхідні знання та тих, і інших стандартів [42].

Таким чином, виникає необхідність у систематизації і стандартизації показників якості каналів зв'язку. Сьогодні загальновизнано, що мережі з комутацією каналів і пакетів поступово еволюціонують в напрямку створення загальної інфраструктури, що базується на протоколах сімейства ІР. Цей процес отримав назву конвергенції. Інфраструктура, яка виникла в результаті конвергенції, повинна буде забезпечувати транспортування

трафіку телефонних мереж, мереж телебачення і трафіку додатків, традиційно використовують мережі Інтернет. Подібний сценарій конвергенції пропонує як економічний виграш, отримуваний завдяки об'єднанню технологій, так і визначає розвиток сектора телекомунікацій через створення нових послуг.

Однак, процес конвергенції до теперішнього часу протікає досить повільно. І тут ми знову повертаємося до проблеми забезпечення необхідної якості обслуговування, яка є одним з головних гальмуючих чинників у процесі конвергенції мереж і послуг та побудові єдиної мережі на базі IP, що розглядається сьогодні як мережа наступного покоління (Next Generation Network, NGN). Щоб повністю реалізувати переваги конвергенції в майбутніх IP-орієнтованих мережах, необхідно розробити нові принципи розподілу ресурсів мереж і управління трафіком, які гарантуватимуть різні рівні показників якості обслуговування для великого і різноманітного числа додатків, реалізованих кінцевими користувачами.

При цьому поділ ресурсів і процеси управління трафіком повинні бути скоординовані в умовах наявності великої кількості різноманітних додатків які істотно відрізняються вимогами до робочих характеристик мережі (табл. 1).

Рекомендація Y.1540 визначає чисельні значення параметрів, специфіковані в ній, які повинні виконуватися в мережах IP на міжнародних трактах, що з'єднують термінали користувачів. Норми на параметри розділені по різних класах QoS, які визначені в залежності від додатків і мережевих механізмів, що застосовуються для забезпечення гарантованої якості обслуговування. У табл. 3.2 представлені норми на певні вище мережеві характеристики [99].

Значення параметрів, наведені в таблиці, являють собою, відповідно, верхня межа для середніх затримок, джиттера, втрат і помилок пакетів.

Табл. 3.1

### Чутливість різних додатків до мережевих характеристик

Тип трафіку	Рівень чутливості до мережевих характеристик			
	Смуга пропускання	Втрати	Затримка	Джиттер
Голос	Дуже низький	Середній	Високий	Високий
Електронна комерція	Низький	Високий	Високий	Низький
Транзакції	Низький	Високий	Високий	Низький
Електронна пошта	Низький	Високий	Низький	Низький
Telnet	Низький	Високий	Середній	Низький
Пошук в мережі "від випадку до випадку"	Низький	Середній	Середній	Низький
Постійний пошук в мережі	Середній	Високий	Високий	Низький
Пересилання файлів	Високий	Середній	Низький	Низький
Відеоконференція	Високий	Середній	Високий	Високий
Мультикастинг	Високий	Високий	Високий	Високий

В Рекомендації Y.1541 представлені специфікації набору параметрів, які пов'язані з виміром реальних значень мережевих характеристик - періоду спостережень, довжини тестових пакетів, числа пакетів і т. д. Зокрема, при оцінці якості передачі пакетів мовлення в IP-телефонії мінімальний інтервал спостереження повинен бути близько 1- 20 с при типовій швидкості передачі 50 пакетів / с. Рекомендований інтервал вимірювань для затримки, джиттера і втрат повинен становити не менше 60 с.

Рекомендація Y.1541 встановлює відповідність між класами якості обслуговування і додатками:

- Клас 0 - додатки **реального часу**, чутливі до джиттеру, характеризуються **високим рівнем інтерактивності** (VoIP, відеоконференції);

- Клас 1 - додатки **реального часу**, чутливі до джиттеру, **інтерактивні** (VoIP, відеоконференції);



- Клас 2 - **транзакції даних**, що характеризуються високим рівнем **інтерактивності** (наприклад, **сигналізація**);
- Клас 3 - **транзакції даних, інтерактивні**;
- Клас 4 - **додатки**, що допускають **низький рівень втрат** (**короткі транзакції, масиви даних, потокове відео**);
- Клас 5 - **традиційні застосування мереж IP** [99].

Табл. 3.2

**Норми для характеристик мереж IP з розподілом по класах якості обслуговування**

<b>Мережеві характеристики</b>	<b>Класи QoS</b>					
	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>
Затримка доставки пакету IP, IPTD	100 мс	400 мс	100 мс	400 мс	1 с	Н
Варіація затримки пакету IP, IPDV	50 мс	50 мс	Н	Н	Н	Н
Коефіцієнт втрати пакетів IP, IPLR	$10 \times 10^{-3}$	$10 \times 10^{-3}$	$10 \times 10^{-3}$	$10 \times 10^{-3}$	$10 \times 10^{-3}$	Н
Коефіцієнт помилок пакетів IP, IPER	$10 \times 10^{-4}$	$10 \times 10^{-4}$	$10 \times 10^{-4}$	$10 \times 10^{-4}$	$10 \times 10^{-4}$	Н

### 3.1.1. Ієрархія існуючих показників якості каналів телекомунікацій

З точки зору оцінки показників помилок канали поділяються:

- за типом тракту - на супутникові та наземні;
- за швидкістю - на канали  $n \times 64$  Кбіт / с і канали, рівні Е1 і вище;
- по використовуваній технології - на канали плезіохронної і синхронної цифрової ієрархії (PDH і SDH), а також канали з режимом асинхронної передачі (ATM). Самі показники помилок підрозділяються:

- за умовами експлуатації - на довготривалі, розраховані на тривалий період вимірювання - 30 діб, і оперативні, розраховані формально на короткий період вимірювання: 15 хв, 2 години, 24 години (добу) і 7 діб;
- за методикою вимірювань - на показники, виміряні при ви винятком сервісі (Out of Service - OoS) і в процесі роботи (при включеному сервісі, In Service Monitoring - ISM). Відповідно до цього визначають і нормують показники помилки різні стандарти і норми.

Відповідно до цього визначають і нормують показники помилки різні стандарти і норми. Основні з них:

- для супутникових каналів зі швидкостями  $n \times 64$  Кбіт/с (нижче E1) – ITU-R S.614, E1 і вище – ITU-R S.1062, для будь-яких швидкостей технології PDH - РД 45.041-99;
- для наземних трактів і каналів  $n \times 64$  (нижче E1) – ITU-T G.821, для каналів E1 і вище – ITU-T G.826, G.827, для будь-яких швидкостей технології PDH – ITU-T M.2100, для будь-яких швидкостей технології SDH (VC-n і STM-n) – ITU-T G.828, M.2101.1 (M.2101).

Зазначені стандарти визначають методику оцінки і гранично допустимі значення параметрів помилки в каналах зв'язку. Причому рекомендації G.821, G.826 і G.828 передбачають використання довгострокових норм, стандартів M.2100, M.2101- оперативних норм. При цьому тільки G.821 орієнтований на методику вимірювань OoS, тоді як інші - як на OoS, так і ISM [99].

Зазвичай провайдер послуги при складанні Угоди спирається і посилається лише на частину цих документів. Магістральні канали зв'язку, про які йде мова, досить протяжних і можуть включати сегменти, що використовують різні технології і середовища передачі - супутникові, оптоволоконні, радіорелейні і т.д., формуючи так звані складові канали. Щоб обчислити гранично припустиму похибку в такому каналі, потрібно знати показники помилок для різних сегментів, які можуть визначатися по-різному, якщо сегменти різні за типом, протяжності і використовуваної технології

(наприклад, канал 2 Мбіт / с може на одному сегменті розглядатися як канал PDH , а на іншому - як триб SDH, що передається в потоці STM-N у вигляді віртуального контейнера VC-12).

### ***3.1.1.1. Коефіцієнт бітових помилок***

Основна перевага цифрової передачі в порівнянні з аналоговою полягає у відсутності накопичення перешкод вздовж лінії. Це досягається за рахунок відновлення форми сигналу, що передається, на кожній регенераційній ділянці.

Всі чинники, від яких залежить довжина ділянки, можна розділити на внутрішні і зовнішні. Найбільш важливими внутрішніми вважають загасання лінії, міжсимвольні перешкоди, нестабільність тактової частоти системи, варіацію затримки, зростання рівня шумів внаслідок старіння системи.

До істотних зовнішніх чинників зазвичай відносять перехідні і імпульсні перешкоди, зовнішні електромагнітні впливу, механічні пошкодження контактів при вібрації або ударах, погіршення властивостей середовища передачі внаслідок перепадів температури.

Всі вони зазвичай зумовлюють погіршення найбільш чутливого до помилок параметра цифрової передачі - співвідношення сигнал/шум. Дійсно, зниження величини даного співвідношення всього на 1 дБ призводить до збільшення узагальненого параметра якості цифрових систем передачі, яким є коефіцієнт бітових помилок (Bit Error Rate, BER), щонайменше на порядок.

Згідно з визначенням, BER є відношенням числа помилково прийнятих бітів до загальної кількості прийнятих бітів. Його величина статистично коливається біля значення середнього коефіцієнта помилок за тривалий проміжок часу. Різниця між безпосередньо вимірним коефіцієнтом помилок і довготривалим середнім значенням залежить від числа контрольованих біт і тим самим від тривалості вимірювання. База часу формується за допомогою двох основних методів [37].

Відповідно до першого з них, на приймаючому кінці задається фіксоване число спостережуваних біт і реєструється відповідна кількість біт з помилками.

Наприклад, якщо число помилково прийнятих біт дорівнювала 20, а заданий загальне число прийнятих біт -  $10^6$ , то коефіцієнт помилок складе  $20/10^6 = 20 \times 10^{-6} = 2 \times 10^{-5}$ .

Перевагою такого підходу є точно відоме час вимірювання, а недоліком - невисока надійність вимірювання при малому числі помилок.

Відповідно до другого методу, час вимірювань визначається заданим числом помилок. Вимірювання триває до тих пір, поки, наприклад, не буде зафіксовано 100 помилок. Потім на підставі відповідного числа бітів даних обчислюється коефіцієнт помилок.

Його недолік полягає в тому, що невідомо час вимірювань, яке при малих коефіцієнтах помилок може виявитися дуже великим. Крім того, цілком можливо, що лічильник біт даних заповниться повністю, і вимірювання припиняться. Тому такий спосіб використовується нечасто [37].

### ***3.1.1.2. Часові показники якості каналів телекомунікацій***

Як показник якості зв'язку для оцінки ВОЛЗ параметр BER практично не використовується, оскільки виміряні значення BER (наприклад, в діапазоні  $10^{-9}$ - $10^{-13}$ ) мало що говорять про справжній рівень помилок в каналі, який, як правило, складається з декількох сегментів (наприклад, СКС + РРЛ + ВОЛЗ + АЛ). Так, ВОЛЗ з  $BER \leq 10^{-13}$  забезпечує приблизно те ж споживчу якість каналу зв'язку, що і супутникова система зв'язку з  $BER \leq 10^{-7}$  (хоча різниця в величині BER - шість порядків). Тому BER як експлуатаційна норма безпосередньо не використовується для міжнародних з'єднань і для складеного каналу, і виміряні значення BER на таких каналах показником якості зв'язку служити не можуть.

Більш адекватно якість послуг в каналі зв'язку характеризують параметри помилок, засновані на понятті "секунди з помилками", які можна виміряти не тільки при вимкненому сервісі (OoS), але і безпосередньо в процесі роботи (ISM - без відключення сервісу). Для оперативних норм вимірювання проводяться протягом інтервалу  $T$ , обраного з чотирьох стандартних значень: 15 хвилин, 2 години, добу або 7 діб. Однак в нормах на приймання та технічне обслуговування каналів фігурують, як правило, тільки 15 хв і добу, які і рекомендується вказувати в Угоді. У ВОЛЗ, наприклад в системах SDH і WDM (технології мультиплексування з поділом по довжині хвилі), є вбудовані в систему управління мережею NMS (Network Management System) засоби контролю секунд з помилками. Якщо NMS немає, то для вимірювань цих показників необхідно спеціальне дороге обладнання.

Один з найважливіших показників якості каналу зв'язку в цьому випадку - число секунд з помилками  $N_{ES}$  (Number of Errored Seconds) за вказаний період  $T$ . Визначення "секунд з помилками" (ES) залежить від швидкості каналу. Якщо вона нижче  $E1$ , то використовують показник  $ES_{ОЦК}$ . Він, по ITU-T G.821, відповідає секунді, в якій спостерігалася хоча б одна помилка.

Для каналів зі швидкістю  $E1$  і вище, з огляду на фреймову структуру, оперують помилковим бітом, а блоком з помилкою - EB (Errored Block), і відповідний показник  $ES_{E1}$  визначають по ITU-T G.826 як секунду, протягом якої спостерігався один дефект або блок, що містить хоча б одну помилку. Блок - це логічна послідовність біт (не обов'язково фізично безперервна), яка використовується в процесі моніторингу робочих характеристик в режимі без відключення сервісу (ISM). Довжина блоку залежить від використовуваного в каналі коду з виявленням помилок. Наприклад, для потоку PDH  $E1$  довжина блоку дорівнює 2048 біт, а в мережах SDH для еквівалентного йому віртуального контейнера VC-12 - 1120 біт. Дефект - характерну зміну робочих параметрів в процесі моніторингу без відключення сервісу, а саме: втрата сигналу (LOS), сигнал індикації аварійного стану (AIS), втрата

фреймової синхронізації (LOF) або (лише в системах SDH) сигнал індикації віддаленого дефекту (RDI) [99].

На практиці замість параметра  $N_{ES}$  також використовують і еквівалентний йому нормований показник Error Seconds Ratio.

Показники на основі ES більшою мірою відображають одиничні помилки. Однак при однаковій кількості помилок їх локалізація у часі може бути різною. Наприклад, на мідних АЛ в основному присутні поодинокі помилки, на СКС - пачки помилок. Наслідки таких помилок, так само як і способи боротьби з ними, різні. Тому показника  $N_{ES}$  недостатньо, так як він не розрізняє, сталася одиночна помилка на секундному інтервалі або групова.

Це враховує параметр  $N_{SES}$  (the number of Severely Errored Seconds) - число секунд з серйозними помилками за вказаний період  $T$ . Йому еквівалентний нормований показник  $SESR = N_{SES}/T$ . Секунда з серйозними помилками SES (іноді цей термін невірно перекладають як "секунда, уражена помилками", так як цьому відповідає і ES) визначається двояко ( $SES_{ОЦК}$  і  $SES_{E1}$ ). ВТУ-Т G.821 визначає  $SES_{ОЦК}$  як секунду, в якій коефіцієнт помилок  $BER > 10^3$  (в даному випадку BER визначається на  $T = 1\text{с}$ ; ніякі інші рівні помилок ( $10^4$  або  $10^5$ ) не можуть використовуватися в принципі як і відповідні методики даних вимірювань).

$SES_{E1}$ , по G.826, відповідає секунді, яка містить більше 30% блоків з помилками (EB), або в якій спостерігався хоча б один період з серйозними порушеннями (SDP). SDP - це відрізок повідомлення довжиною в 4 послідовних блоку, в кожному з яких або в середньому за 4 блоки коефіцієнт помилок  $BER \geq 10^{-2}$  або сталася втрата сигнальної інформації [99].

Ще один важливий показник - Unavailability, період неготовності мережі, або недоступність послуги. Це проміжок часу, що починається з 10 послідовних SES (що включаються в цей період) і закінчується після виявлення 10 послідовних секунд без SES (які не включаються до період неготовності). Поняття, протилежне цьому - період готовності мережі (Availability), що дорівнює часу моніторингу  $T$  мінус період неготовності.

Еквівалентний йому нормований показник готовності вимірюється у відсотках як відношення часу готовності до загального періоду  $T$ . Саме цей показник використовується в Угодах. Його ще називають працездатністю послуги і номінальною продуктивністю. Важливо відзначити, що при вимірюванні параметрів  $N_{ES}$ ,  $N_{SES}$  (і еквівалентних їм) період вимірювань  $T$  повинен повністю укладатися в період готовності, тобто при вимірюванні періодів неготовності бути не повинно.

Детальний опис вимірювання показників якості цифрових сигналів подається у Додатку А.

### **3.1.2. Ймовірнісна оцінка параметрів якості цифрових каналів**

Отже, існують дві методики вимірювання показників помилок: при вимкненому сервісі (OoS) і при включеному сервісі (ISM). Перший метод при використанні BER дешевше і доступніше, проте його результати не адекватні реальній роботі системи зв'язку і не передбачені вітчизняними та зарубіжними стандартами в якості показників помилок міжнародних і складових каналів зв'язку. Другий метод складніше в реалізації і сьогодні практично недоступний для невеликих компаній - користувачів. Як же при бажанні проконтролювати провайдера послуг?

Простий і часто пропонований вихід - перерахунок одних показників в інші - практично не працює, так як для цього немає і не може бути детермінованих формул. Бажано повністю перейти на другу методику, в тому числі і в СКС і РРЛ, однак це справа хоча і недалекого, але майбутнього. Сьогодні ж оптимальний варіант - отримати ймовірнісні співвідношення між параметрами на основі BER і ES / SES, використовуючи моделі ймовірнісних процесів, що відбуваються при вимірах. Для цього в супутникових каналах зв'язку стандарти ITU-R S.1062 і S.614 рекомендують використовувати не одноточковий (усереднений по гістограмі на інтервалі  $T$ ) показник BER, а

імовірнісний показник помилок BER (Bit Error Probability), що має вигляд інтегральної функції розподілу або засновану на ній багатоточкову маску.

Суть методики в тому, що помилки контролюють за допомогою того ж BER-тестера на великій послідовності підінтервалів вимірювання, але гістограму значень BER не усереднюють, а формують на її основі інтегральну функцію розподілу BER (t) спочатку експоненціального виду. Потім BER (t) кусково-лінійно апроксимують принаймні в трьох інтервалах між точками  $t = 0,2\%, 2\%, 10\%$  і  $100\% T$ , де  $T$  - стандартний інтервал вимірювання (рис.1). Графік, що з'єднує ці точки, відповідає так званій масці BER. Якщо фактична маска BER, сформована на основі виміряної гістограми BER, не перевищує в еталонних точках стандартизовані значення BER (тобто покривається еталонною маскою), то рівень помилок в каналах цифрової передачі задовольняє вимогам стандартів G.826 / G.821 [99].

Стандарти ITU-R S.1062 і S.614 задають маску у вигляді нормованої функції  $BER/\alpha (T)$ , де  $\alpha$  - параметр помилок, що відповідає середньому числу помилок в одному блоці на інтервалі  $T$ . Причому  $\alpha$  залежить від статистики помилок на СКС, довжини переданих CRC- /BIP-блоків, схеми кодування, відносної швидкості кодування FEC і наявності процедур шифрування (скремблювання). Для розрахунку  $BER/\alpha$  використовується модель помилок в супутниковому каналі зв'язку. Характер помилок приймається пакетний, довжина блоку залежить від стандартної швидкості передачі. Передбачається, що помилки розподілені за законом Пуассона (простий варіант) або законом Неймана з післядією (складний варіант).

З даного підходу слід, що в Угодах не можна вказувати одне (усереднене) значення BER, наприклад,  $+ 2 \cdot 10^{-8}$ . Правильніше приводити опорні значення BER, отримані в результаті добового моніторингу і усереднені на основі BER по модельним інтервалах часу ( $0,2\%, 2,0\%$  і  $10\% T$ , де  $T = 1$  доба). Говорити ж про невідповідність випробуваного СКС стандартному можна, тільки якщо гістограма фактичного інтегрального розподілу BER не покривається маскою модельного розподілу BER.



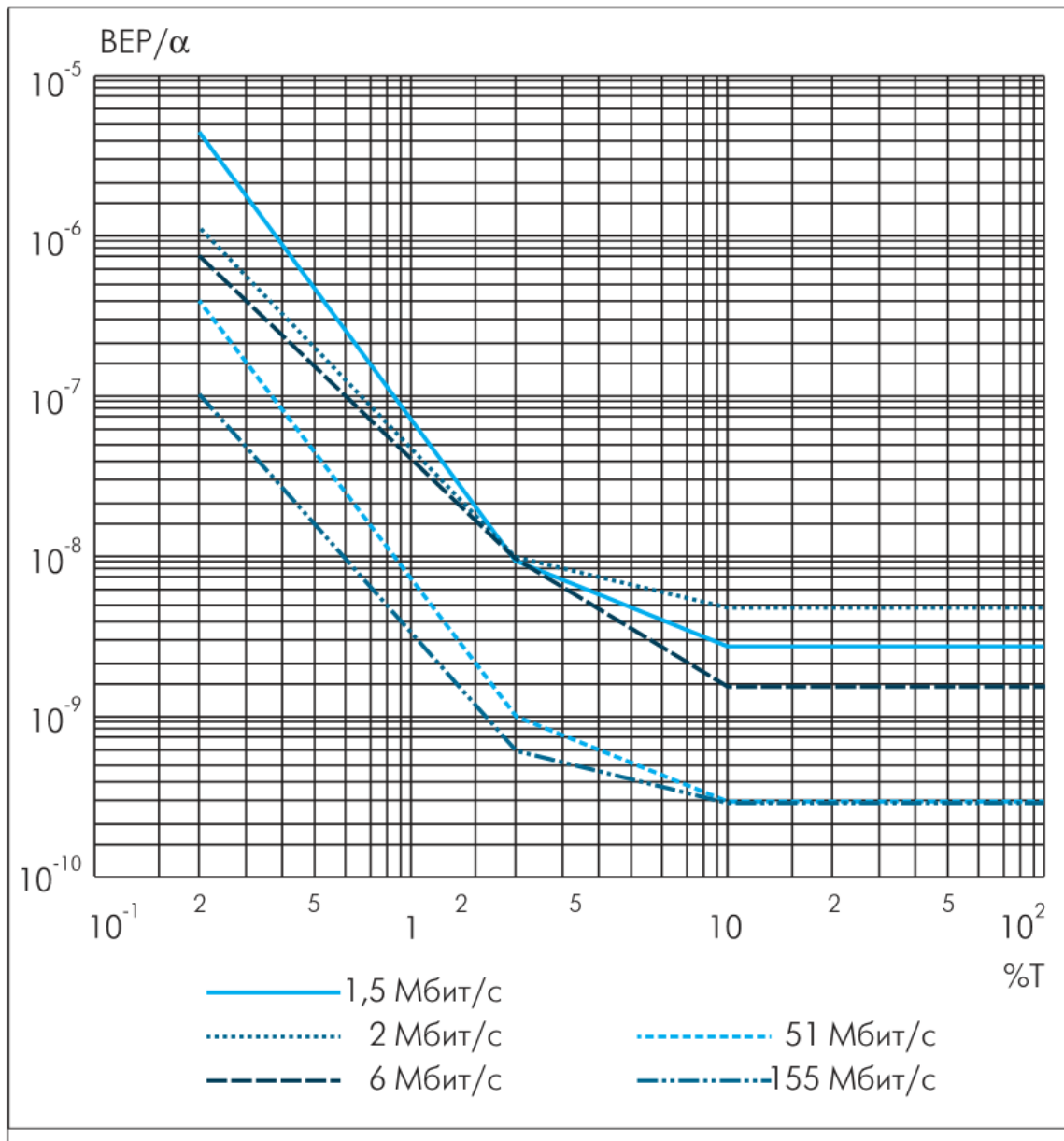


Рис. 3.1. Маска BER/ $\alpha$  для каналів з різною пропускною здатністю

### 3.1.3. Нові тенденції та стандарти для оцінки показників якості цифрових каналів телекомунікацій

З моменту першого випуску стандартів G.821 і G.826 секції стандартизації ITU-T продовжувала інтенсивно їх удосконалювати. Вже при розробці стандарту G.826 акцент був зроблений на використання блокових, а не бітових помилок, - для того, щоб полегшити перехід на методику використання ISM (що диктувалося розвитком техніки моніторингу в NMS), а не OoS (як це було при розробці G.821). Оцінка помилок стала базуватися

на чотирьох події-поняттях: EB, ES, SES і BBE. Виниклі при цьому розбіжності у визначенні ES і SES ( $ES_{\text{ОЦК}} / ES_{\text{Е1}}$  і  $SES_{\text{ОЦК}} / SES_{\text{Е1}}$ ) були офіційно відзначені в черговий версії стандарту G.826 (Appendix II, Редакція 08.96).

Крім того, фахівці відзначали істотну різницю в подіях ES і SES (в новій версії стандарту G.826 пропонується використовувати події-поняття ES-1 і ES-2, що відрізняються різним ступенем серйозності помилок) і занадто грубу шкалу відстаней, використовувану для оцінки  $\delta$  (L). Все це призвело до розробки нового стандарту G.828, який рекомендує, по-перше, використовувати (спочатку як опцію) нову подію-поняття період з серйозними помилками SEP (Severely Errored Period), який визначається як період часу, протягом якого фіксується не менше 3 і не більше 9 послідовних SES. Відповідний SEP нормований показник - інтенсивність періодів з серйозними помилками SEPI (Severely Errored Period Intensity) - попередньо встановлюється на рівні  $2 \cdot 10^{-4}$  / с, допускаючи тим самим 518 мікропереривань зв'язку в місяць. Крім того, стандарт G.828 рекомендує ущільнити шкалу відстаней на національному ділянці еталонного тракту з 500 до 100 км. У цьому стандарті введено поняття моніторинг тандемного з'єднання або ТС-моніторинг. Відзначимо, що G.828 використовує визначення нового стандарту G.829, який набагато більш детально описує події, що кваліфікуються як дефект і призводять до появи SES, розділяючи їх на дефекти на ближньому і віддаленому кінцях і диференціюючи їх за маршрутами нижнього і верхнього рівнів [42].

### **3.2. Розробка уніфікованої методики визначення якості каналів мультисервісних телекомунікаційних систем.**

У рекомендації ITU-T G.826 визначаються наскрізні параметри і норми характеристик помилок для міжнародних цифрових трактів, які працюють на первинній швидкості або вище її, і для міжнародних цифрових з'єднань, які

працюють нижче первинної швидкості цифрової ієрархії. Дані норми не залежать від фізичної мережі, яка підтримує тракт або з'єднання. Наводиться визначення доступності тракту або з'єднання, міститься конкретна інформація, що стосується PDH, СЦІ і трактів передачі, заснованих на передачі осередків.

Для цифрових трактів, що працюють на первинній швидкості або вище її, ця Рекомендація ґрунтується на концепції вимірювань, що базується на блоках, згідно з якою використовуються виявляють помилки коди, властиві випробуваному тракту. Це забезпечує вимірювання в процесі експлуатації.

Для цифрових з'єднань, які працюють на швидкості меншій первинної швидкості цифрової ієрархії, ця рекомендація ґрунтується на вимірах помилок в бітах і коефіцієнта помилок на біт. Цей підхід не забезпечує вимірювання в процесі експлуатації.

У даній рекомендації застосовується поняття гіпотетичного еталонного тракту (англ. Hypothetical Reference Path, HRP), що визначається як в цілому засіб цифрової передачі цифрового сигналу із заданою швидкістю включаючи шлях накладних витрат (якщо такий існує) між обладнанням, при якому сигнал виникає і термінується. Від кінця до кінця гіпотетичний еталонний тракт охоплює відстань 27 500 км.

Для такого тракту переданий блок інформації може бути учасником подій, що характеризують якість передачі інформації. До таких подій у рекомендації G.826 відносять наступні:

- помилковий блок (Errored block, EB), містить один або більше помилкових бітів (інформаційних або перевірочних);
- секунда з помилками (Errored Second, ES), що містить хоча б один блок з помилками або дефект;
- секунда с численними помилками (Severely Errored Second, SES), що містить 30% блоків з помилками або, принаймні, один період з серйозними порушеннями з'єднання (Severely Disturbed Period, SDP);

- фоновий помилковий блок (background block error, BBE) – помилковий блок EB, що не є частиною секунди з численними помилками SES [111]

Блок являє собою набір послідовних бітів, пов'язаних з трактом; кожен біт належить одному і тільки одному блоку.

Послідовні секунди з численними помилками можуть бути попередниками періодів недоступності, особливо, коли немає процедури відновлення / захисту при використанні. Періоди послідовних SES, що зберігаються протягом  $T$  секунд, де  $2 \leq T < 10$  (деякі мережеві оператори посиляються на ці події як «падіння»), може мати серйозні наслідки для служби, такі як відключення комутованих послуг. Єдиний спосіб, яким це рекомендація обмежує частоту цих подій, це через обмеження для SESR (про SESR далі по тексту).

До параметрів якості, які використовуються у рекомендації G.826 для оцінки якості передачі інформації відповідно до вище зазначених можливих помилкових станів переданого блоку інформації, належать наступні:

- коефіцієнт помилкових блоків (ErroredBlock Ratio, EBR), рівний відношенню блоків з помилками до загальної кількості блоків в сеансі вимірювання.
- коефіцієнт секунд з помилками (Errored Second Ratio, ESR), рівний відношенню секунд з помилками до загальної кількості секунд вимірювання;
- коефіцієнт секунд численними помилками (Severely Errored Second Ratio, SESR), рівний відношенню секунд с численними помилками до загальної кількості секунд вимірювання.

### 3.2.1. Помилковий блок

Згідно із термінологією рекомендації G.826, блок являє собою набір послідовних бітів, пов'язаних з трактом; кожен біт належить одному і тільки

одному блоку. *Помилковий блок* – це такий блок, в якому хоча б один біт був прийнятий з помилкою (рис. 3.2.)

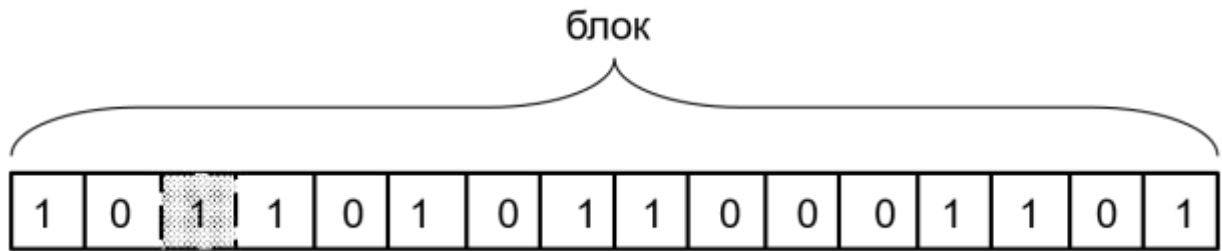


Рис. 3.2. Помилковий блок

У телекомунікаційних каналах, до яких застосовується рекомендація G.826, довжина блоку сягає десятків тисяч біт на блок. Як бачимо із визначення та схеми, для блоку будь-якої довжини достатньо одного єдиного помилкового біту, щоб вважатися помилковим блоком. Отже довжина блоку є вагомим фактором у дослідженні показників якості, адже при одній і тій самій ймовірності помилки на біт ймовірність виникнення помилкового блоку буде суттєво відрізнятися для каналів із різними довжинами блоку [66].

### 3.2.2. Секунда з помилками

Першим типом помилки, пов'язаним із часом передачі інформації, є *секунда з помилками* – секунда, що містить хоча б один блок з помилками (рис. 3.3.)

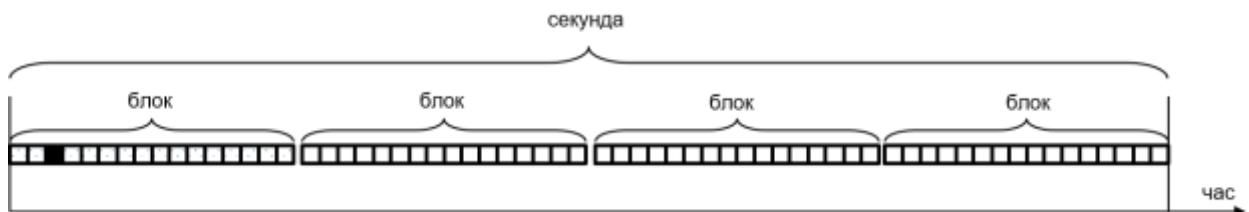


Рис. 3.3. Секунда з помилками

Як бачимо із визначення та схеми, для виникнення секунди з помилками достатньо одного єдиного помилкового блоку. В залежності від швидкості

передачі кількість блоків, які буди передані за одну секунду, буде різною. Однак швидкість передачі інформації безпосередньо не впливає на ймовірність виникнення секунди з помилками, адже для виникнення помилкового блоку, а значить і секунди з помилками, достатньо одного єдиного помилкового біту [66].

### 3.2.3. Секунда з численними помилками

Другим типом помилки, пов'язаним із часом передачі інформації, є **секунда з численними помилками** – секунда, що містить 30% або помилкових блоків.

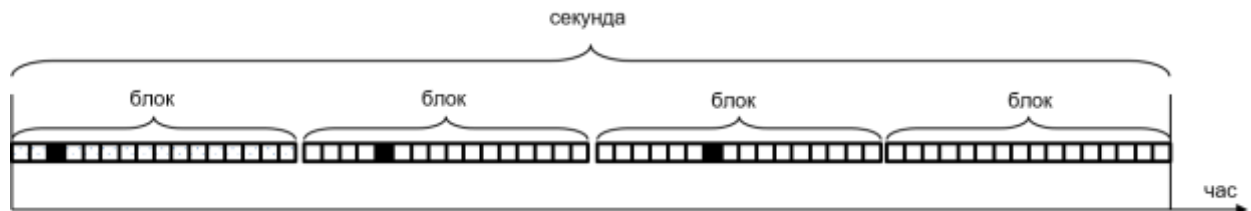


Рис. 3.4. Секунда з помилками

Для знаходження ймовірності виникнення секунди з численними помилками зручно застосовувати **біноміальний розподіл**. Якщо послідовно здійснюється  $n$  незалежних випробувань, в кожному з яких якась подія  $A$  може мати місце з постійною ймовірністю  $p$ , то загальне число випробувань з результатом  $A$  являє собою випадкову величину (позначимо її  $\mu$ ), причому

$$P\{\mu = i | n, p\} = C_n^i p^i (1 - p)^{n-i} \quad (i = 0, 1, 2, \dots, n) \quad (3.1)$$

Передача деякого блоку - це дія, що являє собою послідовність дій, які полягають у передачі бітів цього блоку. Допускаючи, що передача одного біта не впливає на передачу інших бітів, можна стверджувати, що передача одного блоку не впливає на передачу інших блоків, оскільки поділ на блоки

не впливає на передачу бітів, з яких складаються ці блоки. Якщо ймовірність бітової помилки постійна, то і ймовірність виникнення блоку з помилками - постійна величина.

Знаючи ймовірність помилкової передачі блоку можна абстрагуватися від блоку як послідовності біт і прийняти послідовність блоків як послідовність незалежних випробувань з постійною ймовірністю деякого результату. Це дає право вдаватися до біноміального розподілу кількості помилкових блоків серед загального числа переданих блоків [27].

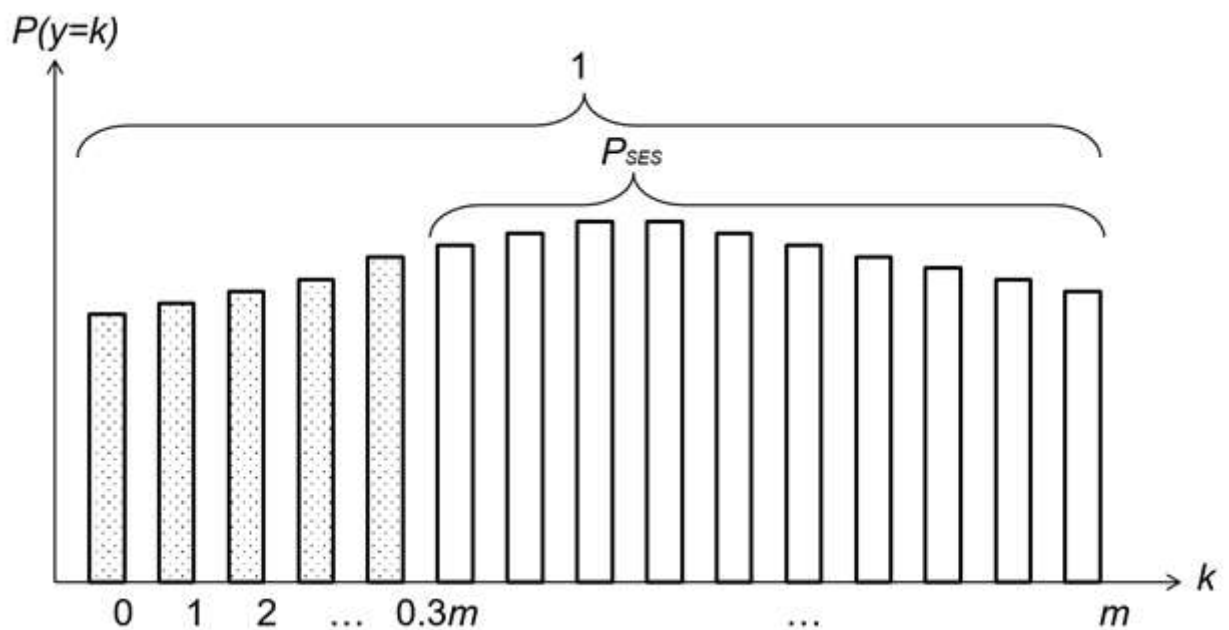


Рис. 3.5. Секунда з помилками

На рис. 3.5. графічно зображено застосування біноміального розподілу для знаходження ймовірності виникнення секунди з численними помилками  $P_{SES}$ . На ньому  $P(y = k)$  – ймовірність того, що кількість помилкових блоків у даній секунді буде рівна  $k$ . Кожен стовпець гістограми відповідає ймовірності  $P(y = k)$  для кожного значення  $k = 0, 1, 2, \dots, m$ , де  $m$  – це загальна кількість переданих блоків за секунду. Ймовірність виникнення секунди з численними помилками  $P_{SES}$  дорівнює сумі стовпців  $0, 1, 2, \dots, 0.3m$ . Сума усіх стовпців дає одиницю, оскільки настання кожного значення

кількості помилкових блоків від жодного до усіх переданих являє собою повну групу подій.

### **3.2.4. Методика оцінки якості цифрових сигналів каналів телекомунікацій**

Категорія «якість передачі цифрового сигналу» є однією з важливих характеристик при оцінці ефективності передачі інформації в телекомунікаційній системі. У класичних працях В.І. Коржика, Л.М. Фінка та ін. якість передачі сигналу обумовлюється завадостійкістю каналу зв'язку і визначається достовірністю передачі інформації. Показниками достовірності виступають ймовірність помилки символу в каналі зв'язку  $p_{ном}$  і ймовірність помилки інформаційного біта  $p_b$ .

Як бачимо, У сучасних стандартах і рекомендаціях союзу електрозв'язку ITU-T існує своя ієрархія показників якості зв'язку, не пов'язана з класичною теорією завадостійкості. Таким чином, єдиної методики визначення показників якості каналів телекомунікацій не існує.

Метою дослідження є створення такої єдиної методики оцінки якості зв'язку, в якій знання, пропоновані в теорії завадостійкості і виражені аналітичними закономірностями, можна зробити прикладними за допомогою сучасних рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку ITU-T.

Пропонована методика синтезується на основі запропонованої аналітики теорії завадостійкості і результати сучасних стандартів ITU, які пропонують інструментальні вимірювання [27].

#### **3.2.4.1. Постановка задачі**

Цифровим каналом зв'язку передається інформація у вигляді блоків довжиною  $n$ . Для виявлення помилок в кожен блок до інформаційних бітів



додані перевірочні (надлишкові), тобто серед  $n$  біт присутня деяка кількість інформаційних і перевірочних біт.

Відома ймовірність спотворення одного біта (інформаційного або перевірочного), тобто ймовірність бітової помилки безперервного (consecutive) потоку біт  $p$ .

Завдання: знайти ймовірність  $P$  виникнення

- 1) помилкового блоку (Errored block, EB) довжиною  $n$ ;
- 2) секунди з помилками (Errored Second, ES) при канальній швидкості  $V$  [біт/с];
- 3) секунди з численними помилками (Severely Errored Second, SES), що містить  $> 30\%$  блоків довжиною  $n$  з помилками при канальній швидкості  $V$  [біт/с].

#### **3.2.4.2. Синтез методики оцінки якості цифрових сигналів каналів телекомунікацій**

1. Ймовірність події, протилежної тому, що жоден з  $n$  біт в блоці не був спотворений

$$P_{EB} = 1 - (1 - p)^n \quad (3.2)$$

2. Передбачається, що в одну секунду передається кількість блоків  $M$ , що є цілим числом. Таким чином, за одну секунду передається  $M$  блоків по  $n$  біт. З іншого боку кількість біт за секунду - це швидкість  $V$ . Отже,

$$M = V / n \quad (3.3)$$

Знаючи кількість блоків за секунду (3.3), а також ймовірність того, що блок помилковий (3.2), можна записати наочну формулу:

$$P_{ES} = 1 - (1 - P_{EB})^{V/n} \quad (3.4)$$

- ймовірність події, протилежної тому, що жоден блок протягом секунди не був помилковим.

Необхідно зробити уточнення, що блок, який потрапив в дві сусідні секунди відразу, буде впливати на обидві секунди при ідентифікації їх

помилковості. Отже, кількість блоків в секунду, розраховане за формулою (3.4) завжди будемо округляти до цілого в більшу сторону.

3. Знаючи кількість блоків за секунду (3.4), а також ймовірність того, що блок помилковий (3.2), і вдаючись до **біноміального розподілу**, можна визначити ймовірність появи певної кількості помилкових блоків за одну секунду.

Нехай  $y$  - кількість помилкових блоків секунді,

$$y = 0, 1, 2 \dots k, \quad (3.5)$$

тоді

$$P(y = k) = \frac{M!}{(M-k)!k!} P_{EB}^M (1 - P_{EB})^{M-k} \quad (3.6)$$

Для виникнення секунди с численними помилками необхідно, щоб 30% і більше блоків в секунді були помилковими, тобто

$$y \geq 0.3m, \quad (3.7)$$

Тоді, використовуючи (3.3) і (3.6) з урахуванням умов (3.5) і (3.7)

$$P_{SES} = 1 - \sum_{k=0}^{k \leq 0.3m} P(y = k), \quad (3.8)$$

де від'ємник - це сума ймовірностей подій, кожна з яких полягає в появі кількості помилкових блоків в даній секунді меншої, ніж 30%.

Як бачимо, формула (3.6) при великих значеннях  $M$  стає досить незручною для розрахунку у практичних цілях, особливо при використанні її у формулі (3.8). Ця незручність зумовлена необхідністю розраховувати факторіали великих чисел велику кількість разів. Ситуація іще погіршується, коли виникає необхідність розрахувати значення по формулі (3.8) для цілого спектру вхідних даних [111].

Спробуємо оптимізувати розрахунок факторіалів. Підставимо конкретні значення  $k$  у вираз із формули (3.8), що містить факторіали:

$$\sum_{k=0}^{k < 0.3M} \frac{M!}{(M-k)!k!} = \frac{M!}{M!0!} + \frac{M!}{(M-1)!1!} + \frac{M!}{(M-2)!2!} + \dots + \frac{M!}{(M-0.3M)!(0.3M)!} \quad (3.9)$$

Виносимо  $M!$  за дужки. Трансформуємо знаменники згідно виразу

$$\sum_{k=0}^{k<0.3M} \frac{M!}{(M-k)!k!} = M! \left( \frac{1}{M!} + \frac{M}{M!1!} + \frac{(M-1)M}{M!2!} + \dots + \frac{(M-0.3M+1)\dots(M-1)M}{M!(0.3M)!} \right) \quad (3.10)$$

Скорочуємо  $M!$  і отримуємо оптимізований вираз для розрахунку частини формули, що містить факторіали:

$$\sum_{k=0}^{k<0.3M} \frac{M!}{(M-k)!k!} = 1 + \frac{M}{1!} + \frac{(M-1)M}{2!} + \dots + \frac{(M-0.3M+1)\dots(M-1)M}{(0.3M)!} \quad (3.11)$$

Отримуємо формулу ймовірності виникнення секунди з численними помилками  $P_{SES}$ , оптимізовану для практичних розрахунків:

$$P_{SES} = 1 - \left( 1 + \frac{M}{1!} + \frac{(M-1)M}{2!} + \dots + \frac{(M-0.3M+1)\dots(M-1)M}{(0.3M)!} \right) \times \\ \times \sum_{k=0}^{k<0.3m} P_{EB}^M (1 - P_{EB})^{M-k} \quad (3.12)$$

Формула (3.12) є оптимальною з точки зору необхідності розрахунку факторіалів. Розрахунок трьох факторіалів у виразі  $\frac{M!}{(M-k)!k!}$  ми замінили на розрахунок факторіалу у знаменнику  $(0.3M)!$  та розрахунок чисельнику  $(M-0.3M+1)\dots(M-1)M$ , що є добудком останніх  $M-0.3M$  множників факторіалу чила  $M$ .

Таким чином, пропонується нова методика оцінки показників якості передачі інформації. Задаючи вихідні данні, а саме швидкість джерела  $V$ , розміром блоку  $n$  і ймовірністю помилки на біт  $p$  можна визначити ймовірність появи помилок в одному блоці і вірогідність появи одного або більше помилкових блоків в переданій послідовності символів, приводячи теоретичні показники завадостійкості до стандартизованих показників достовірності в телекомунікаційних системах.



завадостійкості із показниками якості передачі інформації цифровими каналами зв'язку, які застосовуються у сучасних телекомунікаційних стандартах і рекомендаціях. Нижня частина схеми розділена на дві частини.

Перша частина відображає ієрархію блокових помилок: помилкового блоку  $EB$  та коефіцієнту помилкових блоків  $EBR$ . Згідно із визначенням, коефіцієнт помилкових блоків  $EBR$  рівний відношенню кількості помилкових блоків  $N_{EB}$  до загальної кількості переданих блоків  $N_B$ :

$$EBR = N_{EB} / N_B \quad (3.13)$$

Як видно зі схеми, ймовірність виникнення помилкового блоку  $P_{EB}$  пов'язана із ймовірністю виникнення бітової помилки  $p_b$  через формулу (2.1). Зв'язок між ймовірністю блокової помилки  $P_{EB}$  та коефіцієнтом помилкових блоків  $EBR$  встановлюється через розуміння того, що в середньому кількість помилкових блоків на заданому інтервалі вимірювання визначається ймовірністю блокової помилки  $P_{EB}$ . А середня кількість помилкових блоків відносно загальної кількості переданих блоків за визначенням дає математичне очікування коефіцієнту помилкових блоків  $EBR$ , тобто

$$M(EBR) = P_{EB}. \quad (3.14)$$

Друга частина відображає ієрархію помилок, пов'язаних із наявністю блокових помилок у секундах: секундою з помилками  $ES$  та секундою з численними помилками  $SES$ , а також відповідними коефіцієнтами  $ESR$  та  $SESR$ .

Згідно із визначенням, коефіцієнтсекунд з помилками  $ESR$  рівний відношенню кількості секунд із помилками  $N_{ES}$  до загальної кількості секунд вимірювання  $T$ :

$$ESR = N_{ES} / T, \quad (3.15)$$

а коефіцієнтсекунд з численними помилками  $SESR$  - відношенню кількості секунд із численними помилками  $N_{SES}$  до загальної кількості секунд вимірювання  $T$ :

$$SESR = N_{SES} / T, \quad (3.16)$$

Через формули (3.4) і (3.8) встановлено зв'язок між ймовірністю виникнення секунд з помилками  $P_{ES}$  та численними помилками  $P_{SES}$  і ймовірністю виникнення бітової помилки  $p_b$ . Аналогічно до першої частини схеми, пов'язаної із помилковим блоком, зв'язок із коефіцієнтами встановлюється через математичне очікування згідно із формулами (3.17) і (3.18):

$$M(ESR) = P_{ES} \quad (3.17)$$

$$M(SES) = P_{SES} \quad (3.18)$$

Запропонована ієрархія є графічним представленням методики оцінки якості цифрових сигналів, яка синтезується у даній роботі.

### 3.3. Порівняння показників якості передачі цифрових сигналів каналів в мультисервісних телекомунікаційних системах

Метою проведення імітаційного моделювання був аналіз поведінки показників якості цифрового каналу зв'язку при різних значеннях таких параметрів, як ймовірність бітової помилки, швидкість передачі та довжина блоку.

На рис. 3.7. зображено характеристику коефіцієнту блокових помилок EBR на осі ймовірності бітової помилки  $p_b$  при довжині блоку  $n = 1000$  *біт/блок* та швидкості передачі  $V = 100000$  *біт/с*. Графік починається у початку координат, оскільки при нульовій ймовірності бітової помилки блок не може бути уражений. Графік асимптотично наближається до значення 1.

На рис 3.8. зображено характеристику коефіцієнту блокових помилок EBR при довжині блоку  $n = 1000 \dots 1400$  *біт/блок*. Як видно з рисунку, при збільшенні довжини блоку EBR зростає швидше на осі  $p_b$ . І справді, коли збільшується довжина блоку, збільшується ймовірність, що хоча б один біт у ньому буде помилковим, що призведе до появи ЕВ. Дана тенденція відповідає формулі (3.2), з якої видно, що зі збільшенням довжини блоку ймовірність появи ЕВ збільшується [111].

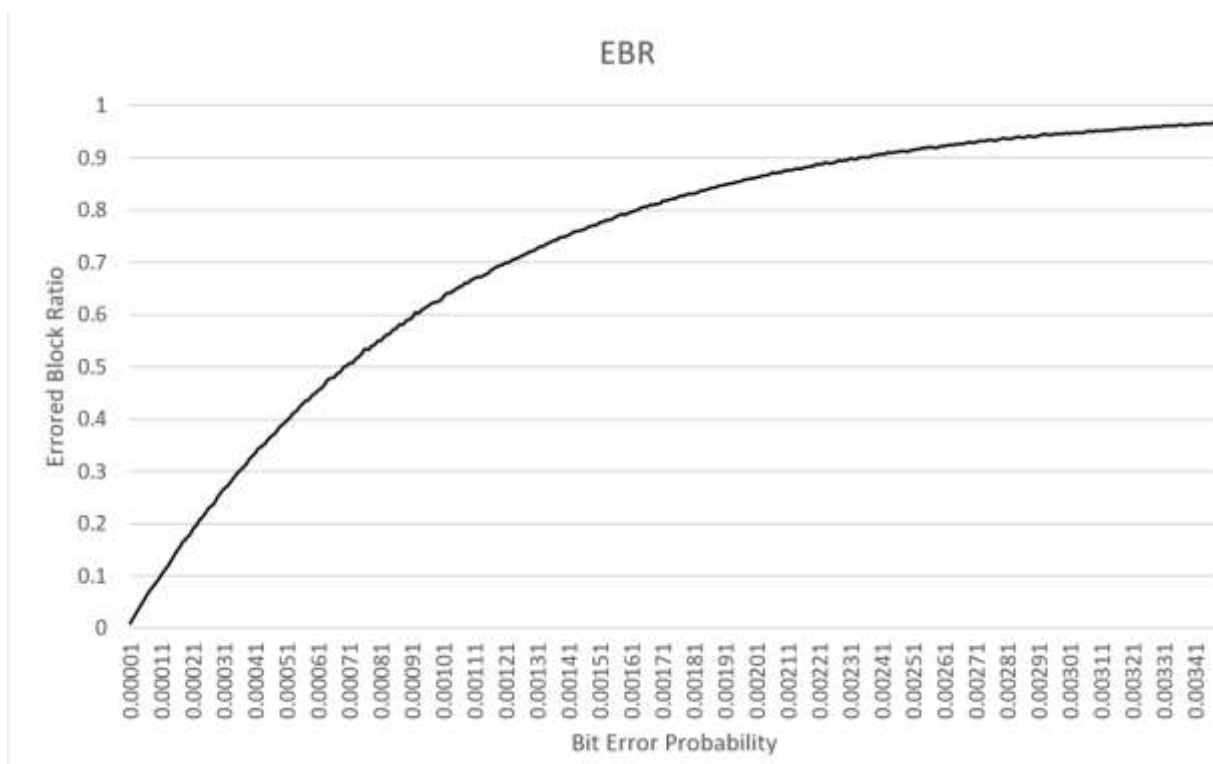


Рис. 3.7. Залежність EBR від ймовірності бітової помилки

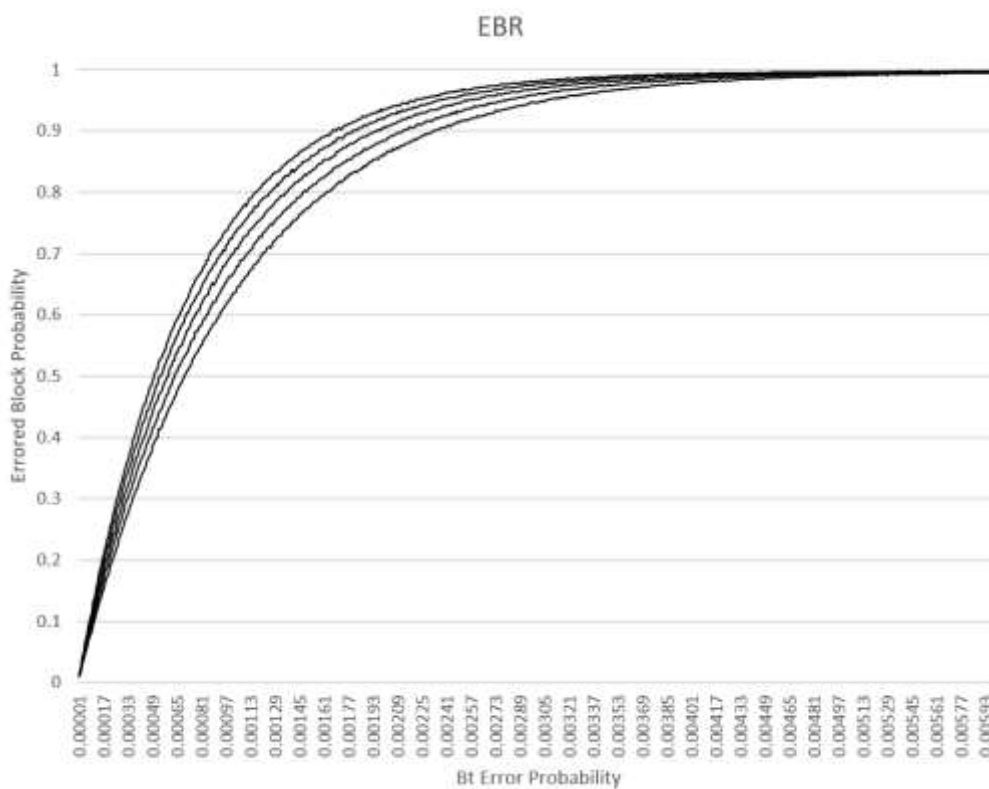


Рис. 3.8. Порівняння характеристик EBR при різних значеннях довжини блоку

Характеристика EBR не залежить від швидкості передачі  $V$ , оскільки вона безпосередньо не впливає на появу ЕВ, тому відповідний рисунок в роботі не наводиться.

Отже, характеристика коефіцієнту блокових помилок на осі ймовірності бітової помилки починає різко зростати із появою ймовірності бітової помилки і асимптотично наближається до одиниці. Ця характеристика зростає швидше зі збільшенням довжини блоку і не залежить від швидкості передачі символів в каналі зв'язку.

Більш цікавим для дослідження з практичної точки зору є показники якості, пов'язані із секундами роботи каналу, оскільки саме на них у міжнародних стандартах встановлені норми та обмеження (наприклад, див. табл. 3.1). Характеристику першого з них – ESR – на осі ймовірності бітової помилки зображено на рис. 3.9.

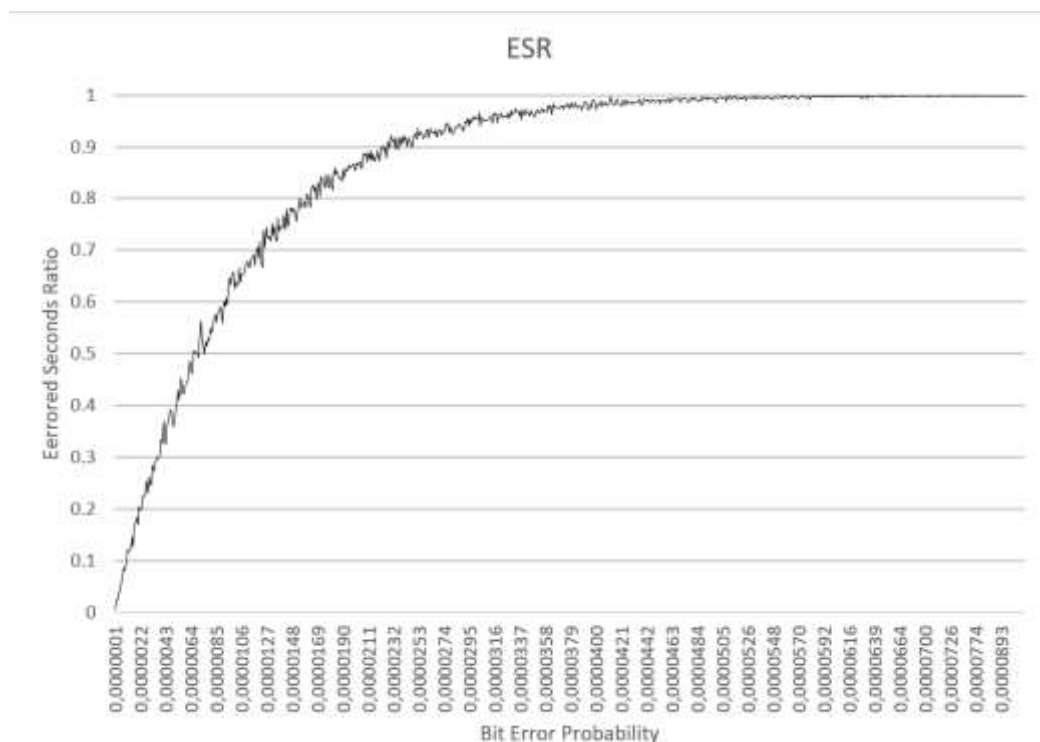


Рис. 3.9. Залежність ESR від ймовірності бітової помилки

Поведінка ESR та EBR схожі, оскільки на появу помилкового блоку та секунди з помилками впливає одна й та сама подія – поява помилкового біту.



Різниця тільки у швидкості зростання. Для порівняння, див. рис. 3.10. Графік ESR наближається до значення одиниці коли значення EBR ще не перейшло відмітку 0.05. Саме тому норми на EBR не були введені, бо вони повністю перекрилися б нормами на ESR [111].

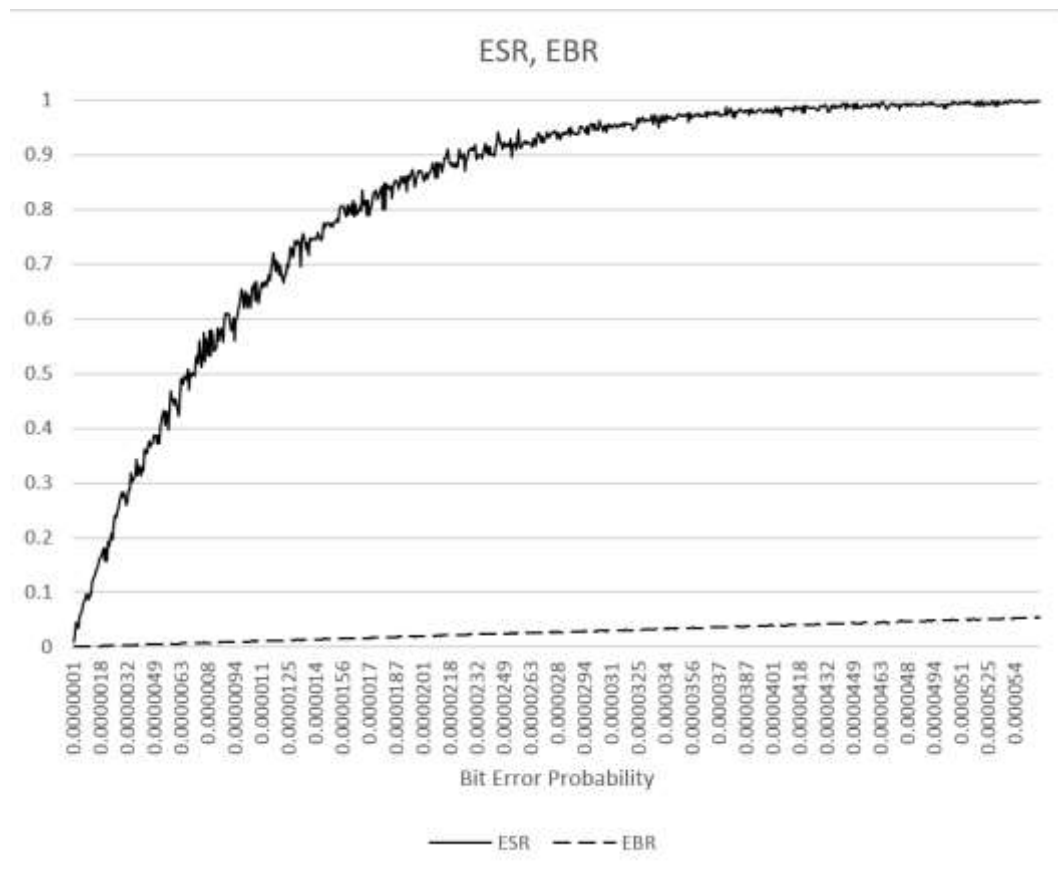


Рис. 3.10. Порівняння характеристик ESR та EBR

На рис. 3.11. зображено характеристики ESR при швидкості передачі  $V = 100 \text{ Кбіт/с}$  та  $1 \text{ Мбіт/с}$ . Зі збільшенням швидкості передачі характеристика ESR на осі ймовірності бітової помилки зростає швидше, оскільки чим більше біт передається за секунду, тим більша ймовірність, що хоча б один з них буде помилковим, що призведе до появи ES. Дана тенденція відповідає формулі (3.4) з урахуванням (3.3), з якої видно, що зі збільшенням швидкості передачі ймовірність появи ES збільшується. Характеристика ESR не залежить від довжини блоку  $n$ , тому відповідний рисунок в роботі не наводиться.

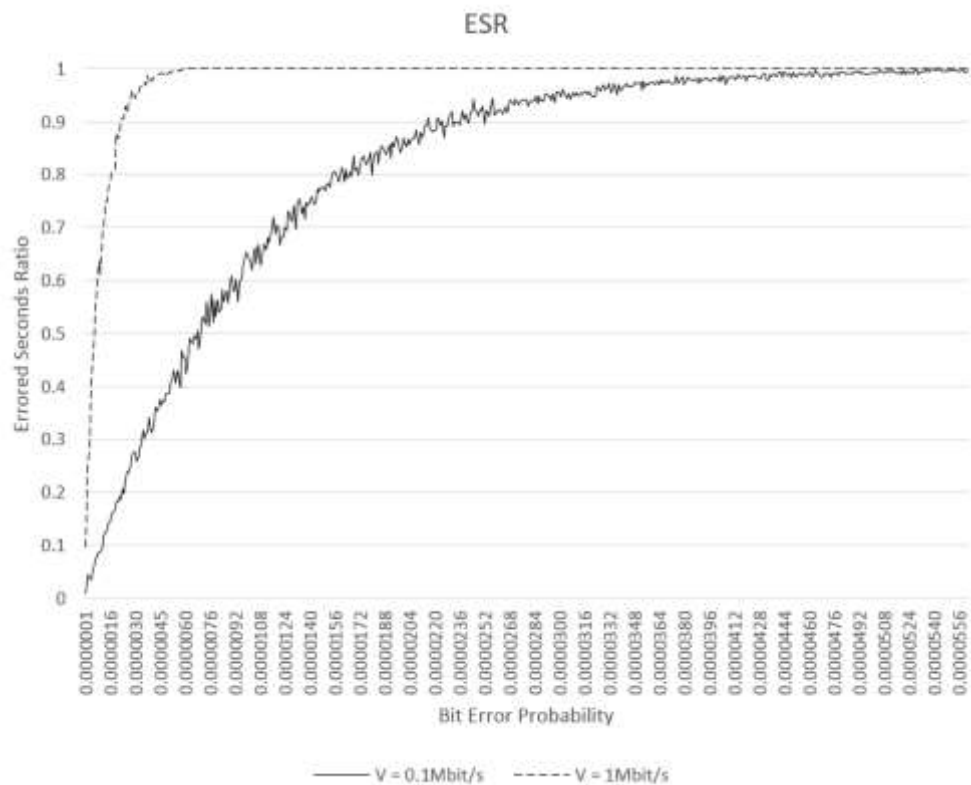


Рис. 3.11. Порівняння характеристик ESR при різних значеннях швидкості передачі

Отже, характеристика коефіцієнту секунд з помилками на осі ймовірності бітової помилки поводить себе подібно до характеристики коефіцієнту блокових помилок, але зростає значно швидше. Вона зростає швидше зі збільшенням швидкості передачі символів в каналі зв'язку і не залежить від довжини блоку.

Найцікавішим параметром якості цифрових каналів зв'язку для дослідження є коефіцієнт секунд з численними помилками SESR, який прив'язаний одночасно до блоків та секунд. Секунда з численними помилками реєструється, коли 0.3 або більше блоків, що передавалися за цю секунду, містять помилки. На рис. 3.12. зображено коефіцієнту блокових помилок SESR на осі ймовірності бітової помилки  $p_b$  при довжині блоку  $n = 1000 \text{ bit/блок}$  та швидкості передачі  $V = 100000 \text{ bit/c}$ .

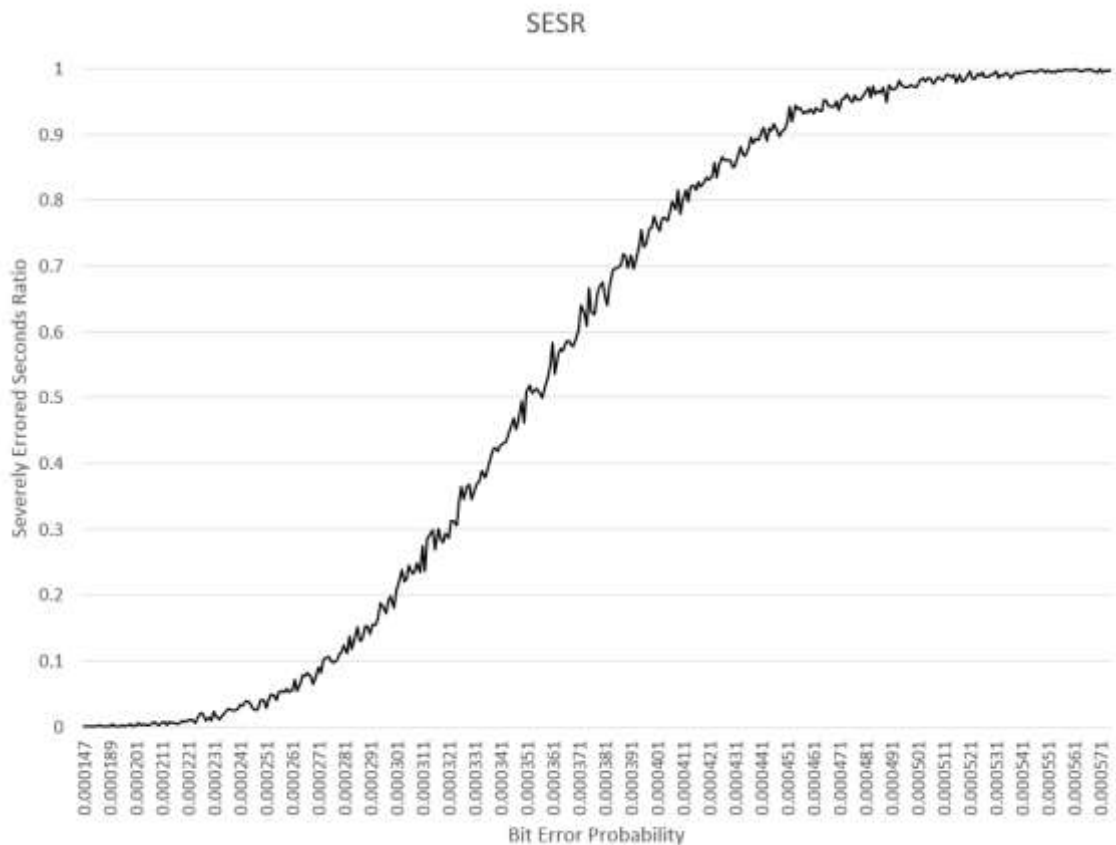


Рис. 3.12. Залежність SESR від ймовірності бітової помилки

Поведінка коефіцієнту секунд з численними помилками SESR на осі  $p_b$  суттєво відрізняється від поведінки параметрів, що розглядались до цього, адже для виникнення SES недостатньо одного помилкового біту. Дана характеристика починає різко зростати за певного значення ймовірності бітової помилки, відмінного від нуля. При чому перша похідна також зростає до певно моменту, після якого починає спадати, як у попередніх двох параметрів, асимптотично наближаючи графік SESR. Графік є симетричним відносно деякої точки, у якій перша похідна починає спадати. Для того, щоб дізнатись, що це за точка, співставимо характеристики SESR та EBR (рис. 3.13).

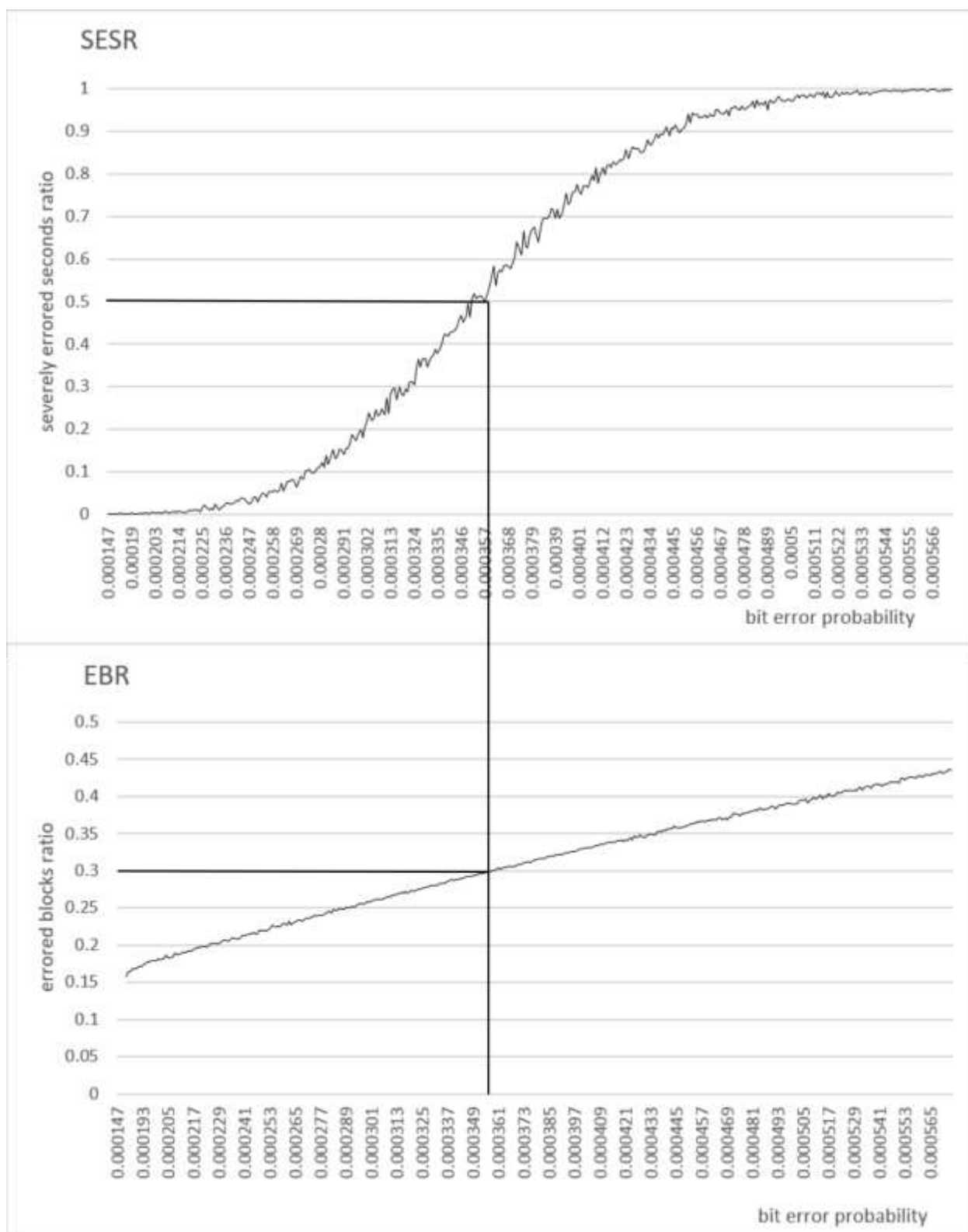


Рис. 3.13. Залежність SESR від ймовірності бітової помилки

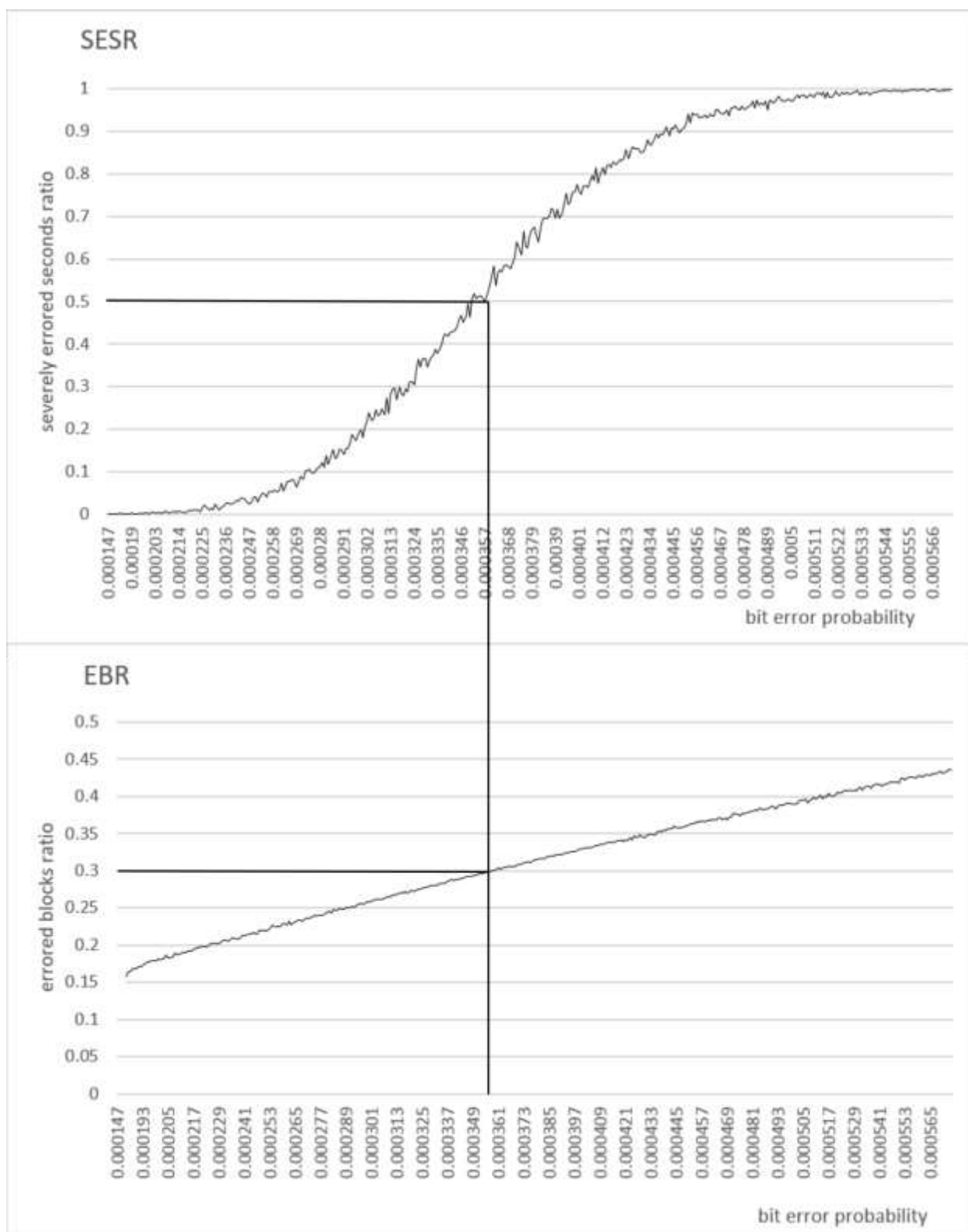


Рис. 3.14. Порівняння характеристик SESR при різних значеннях швидкості передачі

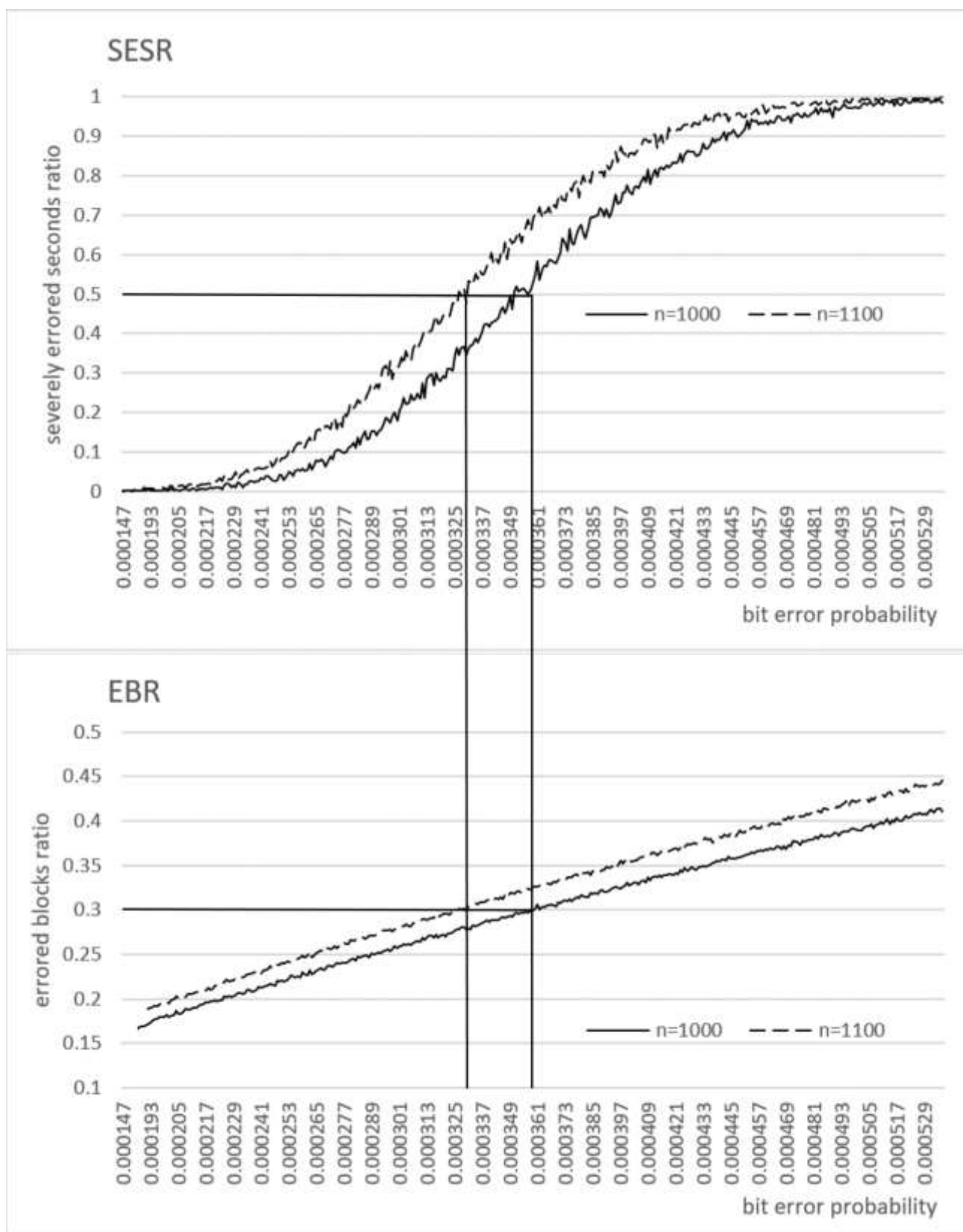


Рис. 3.15. Порівняння характеристик SESR при різних значеннях довжини блоку

Точка симетрії даного графіку – це точка у якій SESR набуває значення 0.5, а EBR набуває значення 0.3. Відповідно до визначення, SES настає, коли кількість ЕВ сягає 30% від загальної кількості блоків у даній секунді. Отже, ця точка знаходиться в середині діапазону значень  $p_6$ , протягом якого канал переходить із стану, коли виникнення SES майже не можливо ( $SESR = 0$ ), до стану, коли виникнення SES майже гарантовано ( $SESR = 1$ ). Протяжність цього діапазону залежить від швидкості передачі символів у каналі. На рис. 3.14 зображено характеристики SESR при швидкості передачі  $V = 100 \text{ Кбіт/с}$  та  $1 \text{ Мбіт/с}$ . Характеристики, що порівнюються на даному рисунку, перетинаються у тій самій точці симетрії, оскільки поява ЕВ не залежить від швидкості передачі. Однак при більшому значенні  $V$  система переходить із стану « $SESR = 0$ » до стану « $SESR = 1$ » протягом коротшого діапазону значень  $p_6$ .

На рис. 3.15 зображено характеристики SESR при довжині блоку  $n = 1000$  та  $1100 \text{ біт/блок}$ . Оскільки ймовірність появи ЕВ залежить від  $n$ , то точки симетрії графіків що порівнюються, зсунуті на ту відстань, на яку віддалені значення  $p_6$ , за яких EBR набуває значення 0.3 для вказаних довжин блоку. Отже, зі зростанням довжини блоку характеристики SESR зростає швидше на осі  $p_6$  [27].

### Висновки до розділу 3:

1. Вперше запропонована нова методика оцінки показників якості передачі інформації. Задаючи вихідні данні, а саме швидкість джерела, розмір блоку і ймовірність помилки на біт можна визначити значення показників якості з рекомендації G.826 Міжнародного союзу електрозв'язку, приводячи теоретичні показники завадостійкості до стандартизованих показників достовірності в телекомунікаційних системах.
2. Запропонована ієрархія параметрів якості цифрового сигналу з метою систематизації співвідношень між різними параметрами якості цифрового сигналу. У цій ієрархії показники достовірності класичної теорії завадостійкості були поєднані за допомогою аналітичних закономірностей даної методики із показниками якості сучасних міжнародних стандартів.
3. Побудовано імітаційну модель оцінки значення показників якості при певних вхідних параметрах та проаналізовано їх поведінку на певному проміжку значень вхідних параметрів. Модель на основі генератора випадкових чисел імітує цифровий канал зв'язку із завадами. З її допомогою було проаналізовано три показники якості цифрових каналів зв'язку.
4. Проаналізовано поведінку коефіцієнту блокових помилок EBR. Характеристика коефіцієнту блокових помилок EBR на осі ймовірності бітової помилки починає різко зростати із появою ймовірності бітової помилки і асимптотично наближається до одиниці. Ця характеристика зростає швидше зі збільшенням довжини блоку і не залежить від швидкості передачі символів в каналі зв'язку.
5. Отримана та проаналізована характеристика коефіцієнту секунд з помилками ESR на осі ймовірності бітової помилки, поводить себе подібно до характеристики коефіцієнту блокових помилок, але зростає значно швидше. Вона зростає швидше зі збільшенням швидкості передачі символів в каналі зв'язку і не залежить від довжини блоку.



6. Отримана та проаналізована характеристика коефіцієнту секунд з численними помилками SESR на осі ймовірності бітової помилки стрибкоподібно переходить від нуля до одиниці у діапазоні навколо точки, у якій EBR набуває значення 0.3. Вона зростає швидше зі збільшенням довжини блоку. При збільшенні швидкості передачі зменшується діапазон переходу від нуля до одиниці.

## РОЗДІЛ 4. СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ НА РІВНІ LAN

### 4.1. Ієрархія мереж, об'єднаних в мультисервісну телекомунікаційну систему

У телекомунікаційному товаристві існує чимало різних визначень мультисервісних мереж. Розглянемо деякі з них, відзначаючи недоліки:

*це мережі, в яких надається більше однієї послуги* – по суті, дослівне тлумачення (від простого переказу «мульти» - багато, «сервіс» - услуга, т. е. мережі, що забезпечують «багато послуг» або, точніше, багато їх видів) , але при цьому досить широке, що не дозволяє точно сформулювати визначення;

*сучасні мережі передачі даних* – неконкретне визначення (незрозуміло, що в даному контексті означає «сучасні»);

*мережі широкосмугової передачі даних* – інтуїтивно відображає суть питання, але має ряд недоліків системного плану;

*мережі зв'язку наступного покоління (NGN – Next Generation Networks)*;

*мережі, готові надати будь-які телекомунікаційні та інформаційні послуги*;

*інтегральна телекомунікаційна інфраструктура*, яка має достатньо ресурсів для того, щоб забезпечити всі форми інформаційного обміну, що виконується на користь постачальника або споживача різноманітних послуг.

Різнманітні визначення, містять в собі ряд недоліків – немає жодного, яке могло б вважатися повним і відображає суть питання. Тому в якості визначення поняття «мультисервісна мережа» пропонується наступне формулювання:

Мультисервісна мережа зв'язку –це єдина телекомунікаційна інфраструктура для перенесення, комутації трафіку довільного типу, що

породжується взаємодією споживачів і постачальників послуг зв'язку з контрольованими і гарантованими параметрами трафіку. Дана мережа повинна гарантувати обумовлений якість з'єднань та послуг, що надаються.

У такій мережі даними можуть бути вельми невибагливий трафік електронної пошти, більш вимогливий HTTP-трафік при інтерактивній роботі в Інтернет, чутливий до затримок трафік IP-телефонії, конфіденційна внутрішньокорпоративна листування або банківські транзакції, невелика за обсягом, але термінова і важлива інформація від систем охорони, сигналізації, телеметрії і дистанційного керування.

Аудіотрафік може включати в себе не тільки традиційну двосторонній телефонний зв'язок, але і одностороннє радіомовлення, високоякісну трансляцію музичних програм (сьогодні ця послуга дуже популярна в багатьох країнах), багатосторонню конференц-зв'язок.

Передача відео, тобто телевізійне мовлення (в тому числі в різних форматах – звичайних, широкоекранних, поліпшеної якості і т. п.), Двох- і багатосторонні відеоконференції, дистанційне спостереження і моніторинг. Кожен з цих типів інформації пред'являє свої специфічні вимоги до смуги пропускання і часу доставки, допустимого рівня втрат і ступеня захищеності.

Ієрархія мереж, які об'єднуються в мультисервісну систему вибудовується таким чином, що можна виділити три компоненти системи: компонента локальних мереж LAN, компонента регіональних мереж MAN та компонента глобальних мереж WAN. Сумокупність цих трьох компонент утворюють мультисервісну систему.

В даному розділі пропонується реалізація стратегій передачі інформації для різних технологій LAN мереж.

## **4.2. Стратегії передачі інформації на основі технологій Ethernet, xDSL**

### **4.2.1. Стратегії передачі інформації на основі технологій Ethernet**

Впровадження послуг передачі голосу, даних і відео інформації за єдиною мультисервісною мережею (TriplePlay) привело до необхідності підвищення пропускної здатності ліній зв'язку. Тому була розроблена технологія Gigabit Ethernet, що передбачає передачу даних зі швидкістю 1 Гбіт/с. У даній технології, так само як в Fast Ethernet, була збережена спадкоємність з технологією: практично не змінилися формати кадрів, зберігся метод доступу CSMA/CD в напівдуплексному режимі. На логічному рівні використовується кодування 8B/10B.

Оскільки швидкість передачі збільшилася в 10 разів порівняно з Fast Ethernet, то було необхідно або зменшити мережу до 20 – 25 м, або збільшити мінімальну довжину кадру. У технології Gigabit Ethernet пішли по іншому шляху, збільшивши мінімальну довжину кадру до 512 байти, замість 64 байтів технології Ethernet і Fast Ethernet. Діаметр мережі залишився рівним 200 м, так само як в Fast Ethernet. Оскільки на практиці часто передаються короткі кадри, для зниження непродуктивного завантаження мережі дозволяється передавати кілька коротких кадрів підряд із загальною довжиною до 8192 байт [4].

Сучасні мережі, як правило, будуються на основі комутаторів і працюють в повнодуплексному режимі. У цьому випадку говорять не про діаметр мережі, а про довжину сегменту, яка визначається фізичним середовищем передачі даних. Gigabit Ethernet передбачає використання:

- одномодового оптоволоконного кабелю (802.3z);
- багатомодового оптоволоконного кабелю (802.3z);
- симетричного кабелю UTP категорії 5 (802.3ab);
- коаксіального кабелю.

При передачі даних по оптоволоконному кабелю в якості випромінювачів застосовуються або світлодіоди, що працюють на довжині

хвилі 830 нм, або лазери на довжині хвилі 1300 нм. Відповідно до цього, стандарт 802.3z визначив дві специфікації - 1000Base-SX і 1000Base-LX. Максимальна довжина сегмента, реалізованого на багатомодовому кабелі 62,5/125 специфікації 1000Base-SX, становить 220 м, а на кабелі 50/125 - не більше 500 м. Максимальна довжина сегмента, реалізованого на одномодовому волокні специфікації 1000Base-LX, становить 5000 м. Довжина сегмента на коаксіальному кабелі не перевищує 25 м.

Для використання вже наявних симетричних кабелів категорії був розроблений стандарт 802.3ab. Оскільки в технології Gigabit Ethernet дані повинні передаватися зі швидкістю 1000 Мбіт/с, а кручена пара 5-ї категорії має 100 МГц, було вирішено передавати дані паралельно по 4 крученим парам і задіяти UTP категорії 5 або 5e з шириною смуги більше 125 МГц. Таким чином, по кожній крученій парі необхідно передавати дані зі швидкістю 250 Мбіт/с, що в 2 рази перевищує можливості UTP категорії 5e. Для усунення цього протиріччя використовується код 4D-PAM5 з п'ятьма рівнями потенціалу (-2, -1, 0, +1, +2). По кожній парі проводів одночасно проводиться передача і прийом даних зі швидкістю 125 Мбіт/с в кожену сторону. При цьому відбувається постійна колізія, при якій формуються сигнали складної форми п'яти рівнів. Поділ вхідного і вихідного потоків проводиться за рахунок використання схем гібридної розв'язки Н (рис. 4.1). В якості таких схем застосовуються сигнальні процесори. Для виділення сигналу приймач віднімає з сумарного (переданого і прийнятого) сигналу власний сигнал, що передається.

Таким чином, технологія Gigabit Ethernet забезпечує високошвидкісний обмін даними і застосовується головним чином для передачі даних між підмережами, а також для обміну мультимедійною інформацією. Стандарт IEEE 802.3 рекомендує, що технологія Gigabit Ethernet з передачею даних по волокну повинна бути магістральною (backbone) [18].

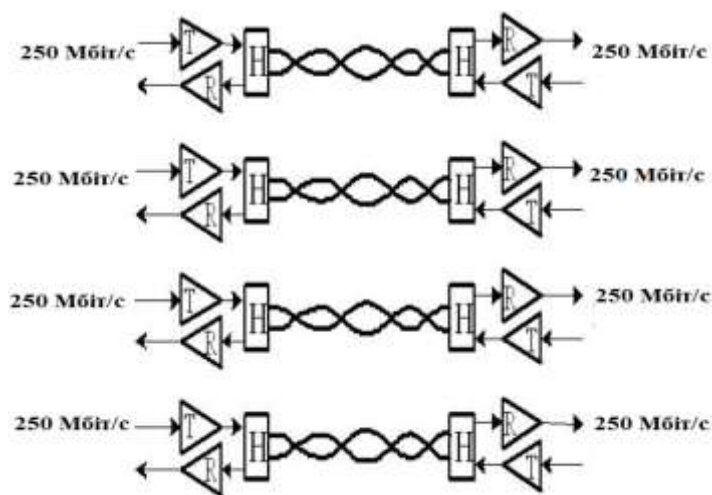


Рис. 4.1. Передача даних по 4 парам UTP категорії 5

Фізичний рівень визначає дві схеми кодування сигналу. Схема 8В/10В використовується для оптичного волокна і мідних екранованих кабелів. Для симетричних кабелів UTP застосовується модуляція амплітуди імпульсів (код РАМ5). У волоконно-оптичних лініях використовують логічне кодування 8В/10В і лінійне кодування (NRZ) [4].

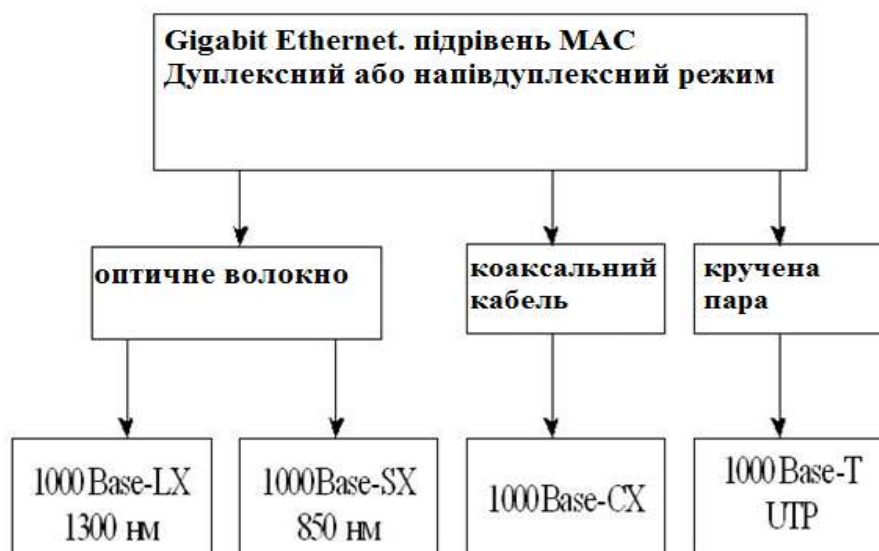


Рис. 4.2. Специфікації технології Gigabit Ethernet

Сигнали NRZ передаються по волокну, задіюючи або короткохвильові (short-wavelength), або довгохвильові (long-wavelength) джерела світла. В якості короткохвильових джерел використовуються світлодіоди з довжиною хвилі 850 нм для передачі по багатомодовому оптичному волокну

(1000BASE-SX). Цей менш дорогий варіант застосовується для передачі на короткі відстані в 200-300 м. Довгохвильові лазерні джерела (1310 нм) використовують одномодове або багатомодове оптичне волокно (специфікація 1000BASE-LX). Лазерні джерела в сукупності з одномодовим волокном здатні передавати інформацію на відстань до 5000 м.

У з'єднаннях "точка-точка" (point-to-point) для передачі (Tx) і прийому (Rx) задіяні роздільні волокна, тому реалізується повно дуплексний зв'язок. Технологія Gigabit Ethernet дозволяє встановлювати тільки єдиний ретранслятор між двома станціями Ethernet. Мережі технології Gigabit Ethernet, як правило, будуються на основі, коли відстань повнодуплексних з'єднань обмежене тільки середовищем, а не часом подвійного обороту. При цьому використовуються «топология зірка» або «розширена зірка».

Стандарт 1000BASE-T передбачає застосування практично такого ж кабелю, що і стандарти 100BASE-T. Кабель UTP технології 1000BASE-T такий же, як кабель-T та 10BASE-T і, за винятком того, що рекомендовано використовувати кабель категорії 5е. Гранична довжина кабелю апаратури 1000BASE-T не перевищує 100 м.

Технологія 10GbE описується стандартом 802.3ae, який визначає повнодуплексну передачу даних зі швидкістю 10 Гбіт/с по волоконно-оптичному кабелю. Максимальні відстані передачі залежать від типу застосовуваного волокна. Використовуючи одномодове волокно як середовище передачі, максимальна відстань передачі - 40 кілометрів. В даний час розробляються стандарти для технологій Ethernet зі швидкістю передачі 40 Гбіт/с, 80 Гбіт/с і 160 Гбіт/с [76].

Стандарт 10GbE на фізичному рівні дозволяє збільшити відстань зв'язку до 40 км одномодовому волокну і забезпечити сумісність з мережами синхронної цифрової ієрархії (SDH) і фотонними мережами, що використовують ущільнення по довжині хвилі DWDM. Функціонування на 40-кілометровій відстані, швидкість передачі до 10 Гбіт/с і сумісність з системами SDH робить технологію 10GbE не тільки технологією локальних,

але і технологією глобальних мереж. Таким чином, стандарт розвивається не тільки для LAN, але також і для WAN. Оскільки в технології 10GbE задіяний тільки повнодуплексний зв'язок, в режимі CSMA/CD немає необхідності. Отже, в мережах виключається використання концентраторів hub.

Стандарт 802.3ae управляє сімейством 10GbE, яке включає наступні нові технології:

10GBASE-SR - для коротких відстаней по вже встановленому багатомодовому волокну, підтримує зв'язок на відстані від 26 м до 82 м;

10GBASE-LX4 - використовує технологію ущільнення по довжини хвилі (WDM), підтримує зв'язок на відстані від 240 м до 300 м по вже встановленим багатомодовому волокну і до 10 км по одномодовому волокну;

10GBASE-LR і 10GBASE-ER - забезпечує зв'язок від 10 км до 40 км по одномодовому волокну;

10GBASE-SW, 10GBASE-LW і 10GBASE-EW - технології із загальною назвою 10GBASE-W; призначені, щоб забезпечити роботу обладнання глобальних мереж з модулями SONET/SDH.

Для 10Gigabit Ethernet не передбачені повторювачі, оскільки напівдуплексний режим не підтримується [76].

#### **4.2.2. Стратегії передачі інформації на основі технологій xDSL**

Найважливішою характеристикою абонентського доступу є швидкість доступу. До ліній широкосмугового доступу зовсім недавно відносили лінії зі швидкістю передачі вище 64 кбіт/с, а сьогодні до широкосмугового доступу відносять доступ зі швидкістю понад 1 Мбіт/с. Очевидно, що такі технологія як 3G і 4G вже не задовільняють потреб користувача. Тому сьогодні, говорячи про широкосмуговий доступ, мають на увазі доступ по телефону, по оптичному або коаксіальному кабелю зі швидкістю не менше 1 Мбіт/с з використанням відповідних телекомунікаційних технологій таких як xDSL.



Абревіатура DSL розшифровується як Digital Subscriber Line (цифрова абонентська лінія). Ця технологія значно розширює смугу пропускання мідних телефонних ліній, що з'єднують телефонні станції з індивідуальними абонентами. Будь-який абонент, який має проведенні телефонні лінії до свого будинку, має можливість за допомогою технології DSL значно збільшити швидкість свого з'єднання, наприклад, з мережею Інтернет. Слід пам'ятати, що для організації лінії DSL використовуються саме існуючі телефонні лінії; дана технологія тим і хороша, що не вимагає прокладання додаткових телефонних кабелів. Завдяки різноманіттю технологій DSL користувач може вибрати відповідну саме йому швидкість передачі даних - від 32 Кбіт/с до більш ніж 50 Мбіт/с. Дані технології дозволяють також використовувати звичайну телефонну лінію для таких широкосмугових систем, як відео за запитом або дистанційне навчання. Сучасні технології DSL приносять можливість організації високошвидкісного доступу в Інтернет в кожен будинок або на кожне підприємство середнього та малого бізнесу, перетворюючи звичайні телефонні кабелі в високошвидкісні цифрові канали. Причому швидкість передачі даних залежить тільки від якості і протяжності лінії, що з'єднують користувача і провайдера. При цьому провайдери звичайно дають можливість користувачеві самому вибрати швидкість передачі, найбільш відповідну його індивідуальним потребам [41].

До основних характеристик обладнання зв'язку xDSL відносяться [12]:

- використання в якості середовища передачі існуючих абонентських двопровідних ліній передачі, побудованих на кабелі з металевими жилами, і забезпечення високої достовірності передачі даних, яку можна порівняти з якістю, досяжним на волоконно-оптичних лініях зв'язку;
- високий ступінь адаптації до частотним характеристикам каналу передачі, що дозволяє не пред'являти високих вимог до його станом;
- електромагнітна сумісність з існуючим на абонентської мережі обладнанням зв'язку;

- електромагнітна сумісність з різними типами xDSL, що працюють за паралельним парам;
- відсутність регенераторів на лінії в найбільш типовому варіанті використання обладнання, що значно підвищує надійність системи;
- сумісність практично з будь-яким існуючим телефонним та мережевим обладнанням за технологіями передачі, включаючи Ethernet, Frame Relay і ATM, протоколам і швидкостям передачі інформації;
- задоволення існуючим вимогам по контролю характеристик і управління, які пред'являються з боку мережі.

DSL являє собою набір різних технологій, що дозволяють організувати цифрову абонентську лінію. Для того, щоб зрозуміти дані технології і визначити області їх практичного застосування, слід зрозуміти, чим ці технології розрізняються. DSL об'єднує такі технології:

- ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line - асиметрична цифрова абонентська лінія)
- IDSL (ISDN Digital Subscriber Line - цифрова абонентська лінія ISDN)
- HDSL (High Bit-Rate Digital Subscriber Line - високошвидкісна цифрова абонентська лінія)
- SDSL (Single Line Digital Subscriber Line - однолінійна цифрова абонентська лінія)
- VDSL (Very High Bit-Rate Digital Subscriber Line - супершвидкісної цифрова абонентська лінія) [18]

#### *Розрахунок пропускної здатності xDSL мережі*

В дослідженні використовується технологія ADSL2+, яка працює на швидкості до 24 Мбіт/с у висхідному потіці, та до 1 Мбіт/с у нисхідному потіці на діапазоні частот від 26 кГц до 138 кГц та від 138 кГц до 1,1 МГц, відповідно. В цьому стандарті використовується QAM модуляція з індексами  $M=4, 16$ .

*Розрахунок показників достовірності цифрової системи передавання інформації*

Імовірність символної помилки за використання QAM визначається за формулою:

$$P_{sQAM} := 1 - \left[ 1 - \frac{2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{\sqrt{\frac{3}{M-1}} \cdot h^2}^{\infty} e^{\left( -\frac{u^2}{2} \right)} du \right]^2$$

Підставивши розраховане вище значення  $h^2$  та  $M=4$ , отримаємо для QAM4:

$$P = 1,674 \cdot 10^{-4}$$

Підставивши розраховане вище значення  $h^2$  та  $M=16$ , отримаємо для QAM16:

$$P = 2,423 \cdot 10^{-4}$$

Імовірність бітової помилки за використання QAM4 визначається за формулою:

$$P_{bQAM} := \frac{4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)}{4\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{\sqrt{\frac{3}{M-1}} \cdot h^2}^{\infty} e^{\left( -\frac{u^2}{2} \right)} du$$

Підставивши розраховане вище значення  $h^2$  та  $M=4$ , отримаємо для QAM4:

$$p_b = 2,791 \cdot 10^{-5}$$

Підставивши розраховане вище значення  $h^2$  та  $M=16$ , отримаємо для QAM16:

$$p_b = 4,039 \cdot 10^{-5}$$

*Розрахунок пропускної здатності та продуктивності цифрового каналу зв'язку*

Пропускна здатність цифрового каналу зв'язку розраховується за формулою:

$$C_{ck} := v \cdot \left[ \frac{\log(M1)}{\log(2)} + p \cdot \log\left(\frac{p}{M1 - 1}\right) + (1 - p) \frac{\log(1 - p)}{\log(2)} \right]$$

Підставивши розраховане вище значення  $p$  та  $M=4$ , отримаємо для QAM16:  $C_{QAM4} = 23,9$  Мбіт/с

Підставивши розраховане вище значення  $p$  та  $M=16$ , отримаємо для QAM16:  $C_{QAM16} = 65,99$  Мбіт/с

Розрахунок продуктивності системи на кожному етапі перетворення інформації.

Вид модуляції	Продуктивність, Мбіт/с
QAM-4	4,5
QAM-16	6,75

На рис. 4.3 представлені залежності  $C$ ,  $R$  від  $h^2$  при модуляції QAM4, QAM16 відповідно:

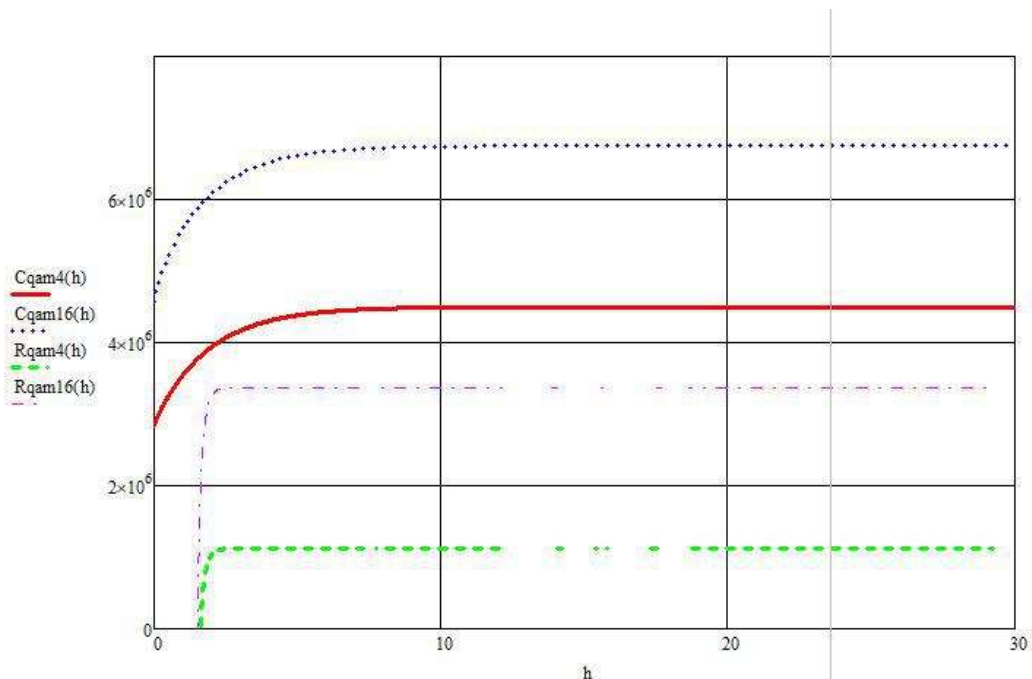


Рис. 4.3. Залежність  $C$ ,  $R$  від  $h^2$  при модуляції QAM4, QAM16

### 4.3. Стратегії передачі інформації на основі технологій Wi-Fi

Безпроводове середовище для передачі відрізняється високою непостійністю своїх параметрів: ослаблення сигналу, багатопроміневість, перешкоди від інших джерел випромінювання, рухливість вузлів зв'язку, і ін.

Тому для забезпечення достовірності та своєчасності передачі інформації необхідно вибирати таку швидкість передачі даних, яка буде задовольняти заданим вимогам. У той же час, необхідно найкращим чином використовувати доступні ресурси каналу зв'язку: енергетичний, частотний, часовий.

У зв'язку з зазначеними факторами і особливостями, виникає необхідність в адаптації швидкості передачі даних - вибору швидкості передачі цифрових даних в реальному режимі часу в процесі передачі даних при зміні умов безпроводового середовища. При цьому швидкість передачі даних включає як інформаційну компоненту від джерела, так і службову компоненту, зокрема - службову інформацію фізичного, канального, мережевого, транспортного та інших рівнів моделі OSI: завадостійке кодування, дані кадрів, пакетів, і ін.

Процедура адаптації швидкості передачі даних реалізується за допомогою визначеного алгоритму вибору швидкості передачі даних, імplementованого в приймально-передавальних пристроях, реалізованих на базі стандартів IEEE 802.11.

Мережі передачі інформації на основі пристроїв з безпроводовими приймачами стандартів IEEE 802.11 (a / b / g / n / ac / ad і ін.) широко поширені на сьогоднішній день. Вони впевнено зайняли нішу безпроводових LAN- мереж, і продовжують розвиватися в напрямках як розширення своєї присутності в сучасній телекомунікаційній інфраструктурі, так і удосконалення стандартів в розрізі їх конкурентоспроможності: головним чином, механізмами збільшення швидкості передачі даних [52].

Завдання алгоритму адаптації швидкості передачі даних полягає в тому, щоб реагувати на мінливі умови фізичного каналу зв'язку або число успішно переданих пакетів, і відповідно до заданого алгоритму, змінювати параметри сигналу, такі як вид модуляції і вид завадостійкого кодування, для досягнення необхідної достовірності передачі інформації з забезпеченням максимальної швидкості передачі інформації. При цьому комбінацію певного виду модуляції і завадостійкого кодування називають сигнально-ковою конструкцією (СКК) - об'єкт фізичного рівня відповідно до моделі OSI.

Важливо відзначити, що в стандартах IEEE 802.11 таблично визначені комбінації СКК, але при цьому не запропоновано алгоритми вибору цих же СКК, залишаючи, таким чином, поле для свободи дій виробникам обладнання безпроводової передачі даних в цьому напрямку.

Аналітичний підхід до вибору СКК в безпроводових пристроях зв'язку оперує поняттями:

- ймовірності бітової помилки (BER),
- відношення рівня корисного сигналу до рівня шуму в точці прийому сигналу (SNR).

Кращим в цьому випадку є такий варіант СКК, який забезпечує найбільшу продуктивність системи або, еквівалентно, найбільшу швидкість передачі даних.

Пропоновані на ринку пристрої передачі даних IEEE 802.11 використовують алгоритми прийняття рішення про вибір і перемикання СКК на каналному, мережевому або транспортному рівні, де працюють з поняттям кількості втрачених і / або успішно переданих пакетів. У свою чергу, вони, відповідно, не працюють відповідно до аналітичних підходів вибору СКК на фізичному рівні, тобто пороговими значеннями BER і / або SNR, які є базовими характеристиками каналу зв'язку на фізичному рівні [109].

Таким чином, проблема полягає в тому, що доступні на ринку пристрої стандарту IEEE 802.11, як правило, використовують не аналітичний підхід, а

алгоритми перемикання СКК, які досліджені і отримані евристично, тобто експериментально, показавши їх деякого роду «ефективність», або іншими словами «прийнятність» застосування на практиці. У той же час, отримані результати роботи алгоритмів вибору СКК ніяк не верифікуються показниками ефективності.

Отже, актуальним є питання оцінки ефективності розроблених евристичний і використовуваних алгоритмів вибору і перемикання СКК з точки зору оцінки їх порогів перемикання, і відповідних значень SNR / BER на фізичному рівні з метою досягнення максимальної швидкості передачі даних за умови найкращого використання доступних ресурсів каналу зв'язку.

З огляду на проблему і актуальність її вирішення, в роботі поставлені і вирішена наступна задача: проведення прикладного дослідження, а саме - експерименту на основі лінії передачі точка-точка з прийомопередавачами IEEE 802.11n для вивчення алгоритму перемикання СКК: значень енергетичних порогів зміни режимів СКК.

Лінія безпроводового зв'язку «точка-точка» показана на рис. 4.6. На рис.4.6. показано [115]:

W1, W2 - робочі станції (комп'ютери) з Ethernet інтерфейсом;

TR1, TR2 - приймачі стандарту IEEE 802.11n, модель Mikrotik Groove A52HPn, з Ethernet і коаксіальним інтерфейсами;

dB - атенюатор моделі ДЗ-28 з регульованим загасанням сигналу, діапазон частот 3,94ГГц-5,64ГГц

*Вихідні параметри для дослідження:*

Потужність випромінювання передавача:  $P_{\text{ВИПР}} = -30 \dots 27$  дБм (на приймачі встановлено вручну значення  $P_{\text{ВИПР}} = -30$  дБм)

Смуга частот:  $\Delta F = 5 \dots 80$  МГц (на приймачі встановлено вручну значення 20 МГц)

Центральна частота:  $f_{\text{Ц}} = 5 \dots 6$  ГГц (на приймачі встановлено вручну значення 5.2 ГГц)

Час дослідження кожного експерименту:  $\Delta t = 120$  с, з метою домогтися стійкості експерименту, з дискретністю загасання  $\Delta a = 1$  дБ ( $= 1.26$  рази), починаючи з максимального загасання ( $A_{\max} = 90$  дБ, обрив зв'язку) до найменшого внесеного загасання ( $A_{\min} = 50$  дБ), із забезпеченням рівня вхідного сигналу на приймачі  $P_{\text{пр}} = -90 \dots -50$  дБм.

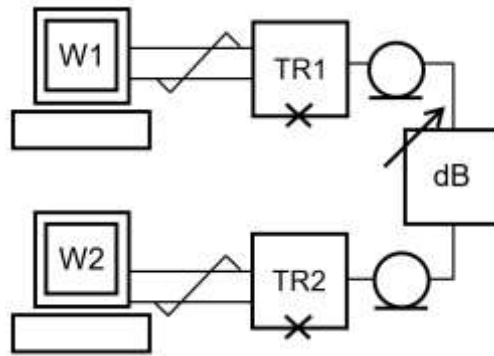


Рис. 4.3. Схема лінії «точка-точка» з атенюатором

В результаті проведення експерименту, необхідно дослідити наступні параметри:

Рівень вхідного сигналу:  $P_{\text{пр}}$ , дБм

Рівень шуму:  $N_0$ , дБм (відображається в програмі управління)

Загасання в лінії, що вноситься атенюатором,  $A$ , дБ

Відношення сигнал/шум (SNR), дБ (що відображається в програмі управління)

Вид СКК: (сигнальна + кодова = швидкість) + смуга частот + число потоків + захисний інтервал; наприклад: 150Mbps-40MHz /1S/SGI

Фото лінії «точка-точка» з атенюатором



Приймач стандарту IEEE 802.11n, модель Mikrotik Groove A52HPn, з Ethernet і коаксіальним інтерфейсами



Звернемося до параметрів СКК, визначеним у стандарті IEEE 802.11n (табл. 4.1).

Для експерименту були зафіксовані вихідні параметри в приймач-IEEE 802.11n з метою зменшення можливих варіацій СКК, що беруть участь в експерименті, і в той же час підвищення точності експерименту шляхом зменшення ступенів свободи:

Протокол: IEEE 802.11n

Число потоків: один (1S)

GI: Short (400ns)

Смуга частот: 20 МГц

Вихідна потужність сигналу передавачем: -30 дБм [115]

Табл. 4.1

#### Схеми модуляції та кодування в стандартах IEEE 802.11n

MCS index	Spatial streams	Modulation type	Coding rate	Data rate (in Mbit/s) 20 MHz channel 400 ns GI
0	1	BPSK	1/2	7.2
1	1	QPSK	1/2	14.4
2	1	QPSK	3/4	21.7
3	1	16-QAM	1/2	28.9
4	1	16-QAM	3/4	43.3
5	1	64-QAM	2/3	57.8
6	1	64-QAM	3/4	65
7	1	64-QAM	5/6	72.2

$$V, \text{ Mbps} = F, \text{ MHz} * (M, \text{ bits/symbol}) * r_k * (\text{Datalength} / \{\text{Datalength} + \text{GI}\}) * 52/64 \quad (4.1)$$

де  $V$  – швидкість передачі даних,  $F$  – смуга використовуваних частот,  $M$  – число біт на символ в залежності від виду модуляції,  $r_k$  – швидкість завадостійкого кодування,  $\text{Datalength}$  – довжина інформаційної частини OFDM символу,  $\text{GI}$  – довжина захисного інтервалу, 52 – число інформаційних

піднесучих OFDM символу, 64 – порядок швидкого перетворення Фур'є [92]. Наприклад, швидкість 72.2 Мбіт / с (табл. 4.1), згідно (4.1), для модуляції 64-QAM і швидкості кодування  $r_k = 5/6$ , розраховується наступним чином:

$$V, \text{ Mbps} = 20 \text{ MHz} * (6, \text{ bits/symbol}) * 5/6 * (3.2 / \{3.2 + 0.4\}) * 52/64 = 72.2 \text{ Mbps} \quad (4.2)$$

Можна зробити висновок, що швидкість передачі даних, яка визначена в стандарті IEEE 802.11n (табл. 4.1), показує швидкість передачі інформації в каналі, але не інформаційну швидкість користувача, тобто не швидкість джерела інформації.

Визначимо швидкість одного джерела інформації.

Швидкість джерела інформації визначається виразом:

$$V_S = \frac{1}{\tau_S} \quad (4.3)$$

$\tau_S$  в виразі (4.3) - це тривалість одного символу. При короткому захисному інтервалі ( $\text{SGI} = 0.4 \text{ мкс}$ ) тривалість символу в 802.11n дорівнює 3.6 мкс; тому

$$V_S = \frac{1}{3.6 \text{ мкс}} = 277,78 \text{ кбіт/с} \quad (4.4)$$

Важливо відзначити, що дана швидкість джерела є лише частиною сумарної швидкості OFDM сигналу.

Тому, наприклад, сумарний OFDM сигнал із заявленою швидкістю 7.2 Мбіт/спри модуляції BPSK і кодуванні  $1/2$  забезпечує 26 повних швидкостей джерела  $V_S$ :

$$n_{V_S} = F, \text{ MHz} * M, \text{ bits/s} * \text{DataTones/FFT} * \tau_S / \tau_{S+GI} * r_k / V_S = 20 \text{ MHz} * 1 \text{ bit/s} * 52/64 * 3.2/3.6 * 0.5 / 277.78 = 26 \quad (4.5)$$

У табл. 4.2 показано число швидкостей джерела, які можна передати в сумарному OFDM сигналі:

### Швидкість джерела в сумарному OFDM сигналі

Modulation	Coding rate	V <sub>C</sub> , Mbps	n <sub>Vs</sub>
BPSK	1/2	7.2	26
QPSK	1/2	14.4	52
QPSK	3/4	21.7	78
16-QAM	1/2	28.9	104
16-QAM	3/4	43.3	156
64-QAM	2/3	57.8	208
64-QAM	3/4	65	234
64-QAM	5/6	72.2	260

Перейдемо до прикладного дослідження енергетичних умов в каналі зв'язку, коли пристрої 802.11n здійснюють перемикання видів СКК.

В SDR пристроях 802.11n програмно-апаратним шляхом вимірюється потужність шуму в дБм (і знаходиться на рівні  $N_0 = -120$  дБм), потужність вхідного сигналу, відношення сигнал шум SNR в дБ. З урахуванням поправки на тривалість OFDM символу із захисним інтервалом ( $3.2 \text{ мкс} / 3.6 \text{ мкс} = 0.89$ ), а також число тих, що піднесучих OFDMN = 64, енергетичний параметр  $h^2$  визначимо наступним чином [91]:

$$h^2 = \frac{P_C}{P_{\text{ш}}} \frac{\tau_s}{\tau_{s+GI}} \frac{1}{N_{\text{OFDM\_FFT}}} = \text{SNR} \frac{3.2}{3.6} \frac{1}{64} = 1.389 \cdot 10^{-2} \cdot \text{SNR} \quad (4.6)$$

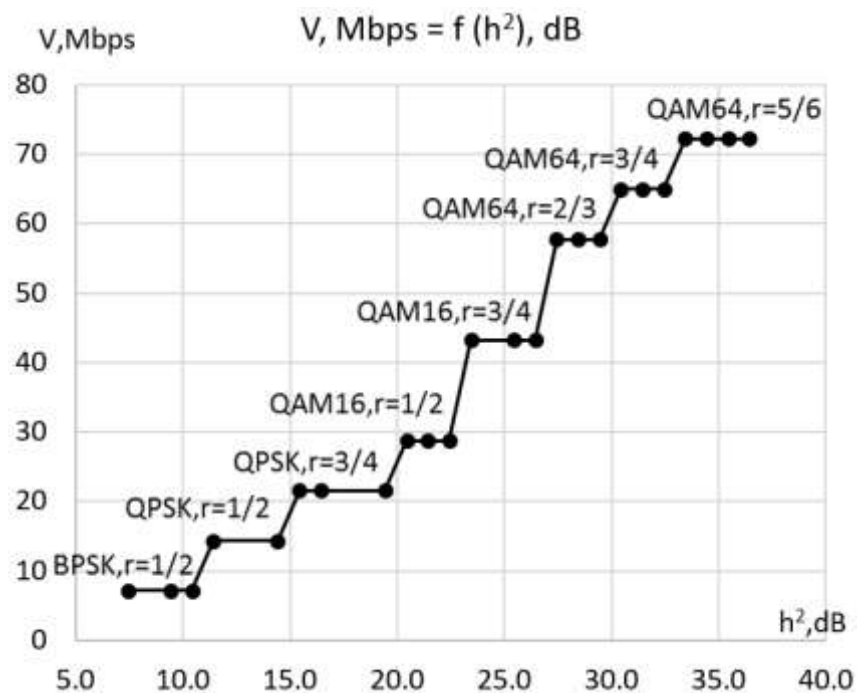
Результати проведення прикладного експерименту і дослідження моментів перемикання СКК при зміні умов в каналі зв'язку, представлені в табл. 4.3, де Pr - рівень сигналу в точці прийому, SNR - відношення сигнал / шум, V - сумарна швидкість передачі даних в поточному режимі СКК, MCS - номер СКК, SS - число просторових потоків (в даному експерименті, 1), M - вид модуляції, C - вид кодування,  $h^2$  - енергетичний параметр в каналі зв'язку.

Енергетичні точки перемикання СКК показані на рис. 4.7. як функція швидкості передачі даних і параметра  $h^2$ , де можна бачити пороги перемикання СКК при зміні енергетичних умов в каналі зв'язку [115].

Табл.4.3.

## РЕЗУЛЬТАТИ ПРОВЕДЕННЯ ПРИКЛАДНОГО ЕКСПЕРИМЕНТУ

Pr	SNR	V	MCS	SS	M	C	$h^2$
-65	55	72.2	7	1	QAM64	5/6	36.4
-66	54	72.2	7	1	QAM64	5/6	35.4
-67	53	72.2	7	1	QAM64	5/6	34.4
-68	52	72.2	7	1	QAM64	5/6	33.4
-69	51	65	6	1	QAM64	3/4	32.4
-70	50	65	6	1	QAM64	3/4	31.4
-71	49	65	6	1	QAM64	3/4	30.4
-72	48	57.7	5	1	QAM64	2/3	29.4
-73	47	57.7	5	1	QAM64	2/3	28.4
-74	46	57.7	4	1	QAM16	2/3	27.4
-75	45	43.3	4	1	QAM16	3/4	26.4
-76	44	43.3	4	1	QAM16	3/4	25.4
-77	42	43.3	4	1	QAM16	3/4	23.4
-79	41	28.8	3	1	QAM16	1/2	22.4
-80	40	28.8	3	1	QAM16	1/2	21.4
-81	39	28.8	3	1	QAM16	1/2	20.4
-82	38	21.6	2	1	QPSK	3/4	19.4
-83	35	21.6	2	1	QPSK	3/4	16.4
-85	34	21.6	2	1	QPSK	3/4	15.4
-86	33	14.4	1	1	QPSK	1/2	14.4
-87	30	14.4	1	1	QPSK	1/2	11.4
-89	29	7.2	0	1	BPSK	1/2	10.4
-90	28	7.2	0	1	BPSK	1/2	9.4
-91	26	7.2	0	1	BPSK	1/2	7.4

Рис. 4.7. Експериментально отримана залежність  $V$ , Mbps =  $f(h^2)$

#### Висновки до розділу 4:

1. Отримані показники інформаційних можливостей, такі як пропускна здатність та продуктивність в мережах LAN з технологією xDSL. Залежності показали, що реалізація пропонованих стратегій передачі інформації доцільна при певних енергетичних характеристиках в каналі телекомунікацій, починаючи з  $h^2 = 3$  Дб. При цьому втрати інформаційної складової за рахунок перетворення сигналу та транспортування його по каналу сягає 50% від загального інформаційного ресурсу.

2. Наведено результати прикладних досліджень бездротового зв'язку PtP, побудованого на обладнання 802.11n, з метою вивчення алгоритму вибору режиму СКК, який працює на основі статистичного аналізу успішно переданих пакетів даних. Метою роботи було подальше порівняння результатів статистичного аналізу з теоретично обґрунтованими характеристиками енергетичних характеристик зв'язку для визначення ефективності алгоритмів вибору СКК.

3. Представлені експериментальні дані вперше отримані як функціонал традиційного аналітичного енергетичного параметра  $h^2$ , перетворюючи евристичний алгоритм для прийняття рішень про зміну типу СКК на основі роботи лічильника помилок. Цей результат є основою для порівняння використання ресурсів каналу за допомогою реалізованих алгоритмів в пристроях IEEE 802.11n, а також рекомендації, отримані в результаті аналітичного аналізу

## РОЗДІЛ 5. СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ НА РІВНІ MAN

### 5.1. Стратегії передачі інформації на основі технології 3G

#### 5.1.1. Існуючі стратегії передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах 3G та оцінка інформаційних можливостей їх каналів

*Табл. 5.1*

#### Порівняння поколінь стільникового зв'язку за видами послуг та швидкістю передачі даних

Покоління	Послуги	Передача даних
1G	Телефонний зв'язок (аналогова передача мови)	1,9 кбіт/с
2G	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Телефонний зв'язок (цифрова передача мови)</li> <li>● Прийом/відправка SMS</li> <li>● Прийом/відправка факсів</li> <li>● Голосова пошта</li> <li>● Доступ в Інтернет</li> </ul>	9,6 - 14,4 кбіт/с
2,5G	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Телефонний зв'язок (цифрова передача мови)</li> <li>● Прийом/відправка довгих SMS</li> <li>● Конференції</li> <li>● Прийом/відправка аудіо/відео файлів</li> <li>● Прийом/відправка факсів</li> <li>● Голосова пошта</li> <li>● Доступ в Інтернет</li> </ul>	до 153 кбіт/с

	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Радіо/MP3</li> <li>● Мультиігри</li> <li>● Послуги, засновані на місцезнаходження клієнта</li> </ul>	
3G	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Телефонний зв'язок (цифрова передача мови)</li> <li>● Доступ в Інтернет</li> <li>● Віддалений доступ до корпоративної мережі</li> <li>● Прийом/відправлення текстових повідомлень</li> <li>● Прийом/відправка ел. пошти</li> <li>● Прийом/відправка аудіо/ відео файлів</li> <li>● Голосова пошта</li> <li>● Послуги, засновані на місцезнаходження абонента</li> <li>● Відеопошта</li> <li>● Відеотелефонія</li> <li>● Доступ в Інтернет</li> <li>● TV/Відеоплеєр</li> </ul>	2,4 - 4,9 Мбіт/с
4G	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Велика ємність мережі</li> <li>● Технологія побудована на IP протоколі</li> <li>● Підтримує всі мультимедіа</li> <li>● Швидкість досягає 100 Мбіт/с</li> </ul>	100 Мбіт/с - 1 Гбіт/с

#### ***5.1.1.1. Оцінка пропускної здатності каналу телекомунікацій з технологією UMTS***

В стандарті UMTS для транспортування інформації використовується канал, який займає діапазон шириною 5 МГц. Для передачі інформації від

базової станції (БС) до абонентської станції (АС) та у зворотному напрямку використовуються способи багатопозиційної маніпуляції – квадратурна фазова маніпуляція (QPSK,  $m=4$ ), а також квадратурна амплітудна модуляція (QAM-16,  $m=16$ ). При цьому швидкість передавання елементарних символів – чипів –  $\nu = 3,84$  Мчип/с [11]. Скориставшись формулою (2.6), отримаємо значення пропускної здатності  $C_{UMTS}$  для значень  $m = 4; 16$  та вірогідностей помилки  $p$  для QPSK та QAM16, які визначаються за формулами [33]:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{\text{сим}QPSK} = \frac{3}{4} - \frac{1}{2} \Phi(\sqrt{h^2}) - \frac{1}{4} \Phi^2(\sqrt{h^2}), \\ p_{\text{сим}QAM} = 1 - \left( 1 - \frac{2(1-\frac{1}{\sqrt{M}})}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{3}{M-1}}h^2}^{\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2}\right) du \right)^2 \end{array} \right. \quad (5.1)$$

На рис. 5.1. наведено залежності, отримані за формулою (2.6) з врахуванням (5.1). При незмінній швидкості в каналі  $V$ , зростання енергетичних параметрів призводить до зростання пропускної здатності до того моменту, поки  $p_{\text{ош}}$  не досягне значень близьких до 0, тоді зростання енергетичних параметрів припиняє впливати на значення пропускної здатності  $C_{UMTS} \rightarrow V \log m$ . Очевидно, що у випадку QPSK межа  $C_{UMTS}$  досягається при менших значеннях  $h^2$  у силу більшої завадостійкості, проте інформаційні можливості QAM16 відповідно більші.

Швидкість передавання інформації при подальших перетвореннях обмежені границею Шеннона (2.6).

У сучасних системах (в тому числі, стандарті UMTS) використовуються перетворення при транспортуванні символів від джерела інформації до отримувача інформації (рис.5.2) [57].



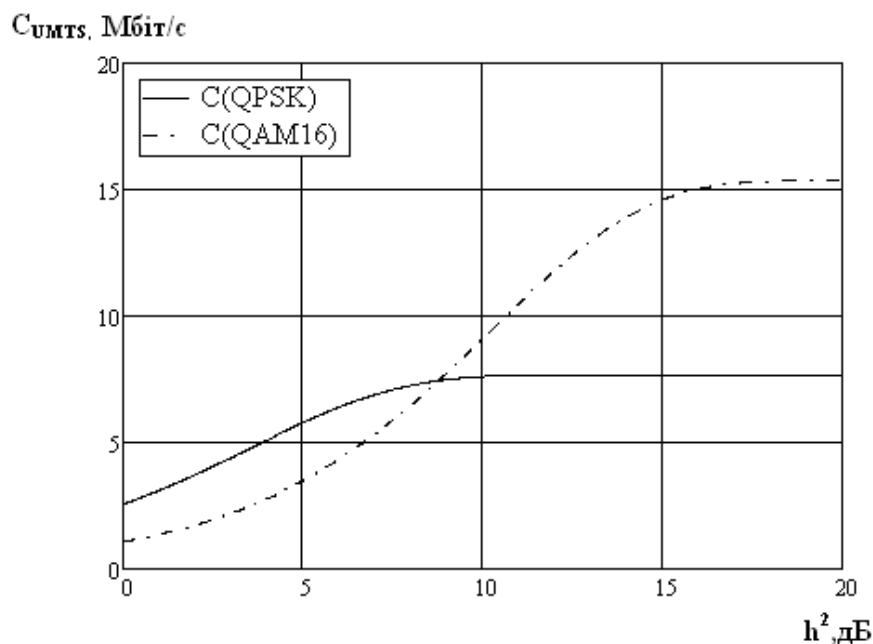


Рис. 5.1. Залежність пропускної здатності каналу від енергетичних параметрів каналу при різних видах багатопозиційної маніпуляції

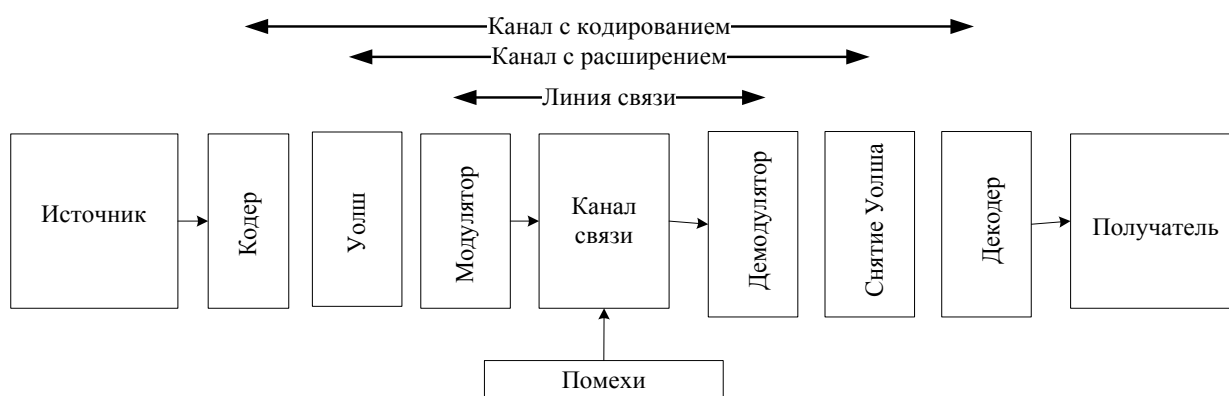


Рис. 5.2. Модель системи передачі дискретної інформації

До додаткових перетворень відноситься завадостійке кодування (ланка «кодер»), розширення спектру сигналів на основі ортогонального базису Уолша (ланка «Уолш»). Зберігається використання багатопозиційної маніпуляції для передачі по каналу зв'язку в  $m$ -ному вигляді (ланка «модулятор»).

Кожне перетворення символів джерела інформації впливає на загальну продуктивність системи передачі. Чим більше перетворень, тим менше інформаційних символів в послідовності, яка передається в каналі [57].

Ці перетворення змінюють продуктивність каналу зв'язку  $R_{\text{ДК}}$  таким чином, що досягти передавання інформації зі швидкістю  $C_{\text{ДК}}$  не можливо.

Розглянемо послідовно етапи перетворення інформаційних символів на кожній з ділянок моделі, яка представлена на рис.5.2.

#### **5.1.1.2. Оцінка продуктивності каналу телекомунікацій з технологією UMTS**

*Співвідношення між пропускнуою здатністю та продуктивністю систем передачі на базі технології UMTS з урахуванням функції розширення спектру*

Призначення етапу розширення спектру сигналів на основі ортогонального базису Уолша полягає в забезпеченні ідентифікації фізичних каналів різних користувачів. Кожному абонентському терміналу в технології UMTS виділяється унікальний канальний код. У випадках, коли для збільшення швидкості передавання БС передає повідомлення для декількох АС одночасно, то застосовуються каналоутворюючі сигнали на основі ортогонального базису.

Можливість адаптації системи UMTS до різних потреб абонентів у швидкостях передавання даних забезпечується каналоутворюючими сигналами зі змінним коефіцієнтом розширення спектру - Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) [40]. Ортогональність сигналів різних користувачів дотримується в межах стільнику. Коефіцієнт розширення показує, скільки чипів використовується на один символ в радіоканалі або у скільки разів розширюється сигнал. Коефіцієнт розширення  $K$  для прямого каналу однозначно задає відповідність між швидкістю слідування символів та біт у прямому каналі, та розраховується як  $K=2^x$  при  $x=2,3,\dots,9$ . Це розширення сигналів також вносить свою частку до зміни продуктивності каналу.

При невеликій кількості активних користувачів система, яка використовує функції Уолша для розділення користувачів, володіє значною

корегуючою здатністю, яка реалізується автоматично як результат розділення сигналів. В той же час, при повній загрузці каналів система суттєво уступає системі з часовим розділенням сигналів через порушення ортогональності у наслідок дії завад. Тому у розрахунках наведено випадок, коли всі ресурси системи використовуються для обслуговування одного абонента при незмінній швидкості.

Тоді етап ущільнення можна розглядати як кодування з еквівалентною швидкістю  $r_y = 1/K$ , де  $K$  – коефіцієнт розширення.

Продуктивність на цьому етапі дорівнює [57]:

$$R_y = \nu \cdot r_y \cdot (\log m + p_{\text{ош}y} \log \left( \frac{p_y}{m-1} \right) + (1 - p_y) \log(1 - p_y)) \leq C_{\text{UMTS}}, \quad (5.2)$$

де  $p_y$  – вірогідність помилки, яка отримана після декодування функцій Уолша.

Слід зазначити, що  $p_{\text{ош}y}$  в даному випадку відповідає вірогідності помилки, коли всі ресурси системи використовуються для обслуговування одного абонента. На рис.5.3 наведено розраховані залежності, у дужках вказані вид маніпуляції, яка використовується, та коефіцієнт розширення за умов, що в системі лише один користувач.

При використанні системи одним абонентом перетворення Уолша збільшує енергетичні показники пропорційно коефіцієнту розширення. У випадку повної завантаженості системи послідовностями Уолша дане перетворення знижує завадостійкість системи.

*Співвідношення між пропускною здатністю та продуктивністю систем передачі на базі технології UMTS з урахуванням завадостійкого кодування*

Наступним етапом перетворення є завадостійке кодування. Призначення цього етапу полягає в поліпшенні показників достовірності в порівнянні зі значенням  $p_{\text{ош}}$  за виразом (2.6). Ціною за поліпшення достовірності є подальше зниження продуктивності каналу передавання інформації через надмірність коду. Розглянемо більш детально ці фактори.

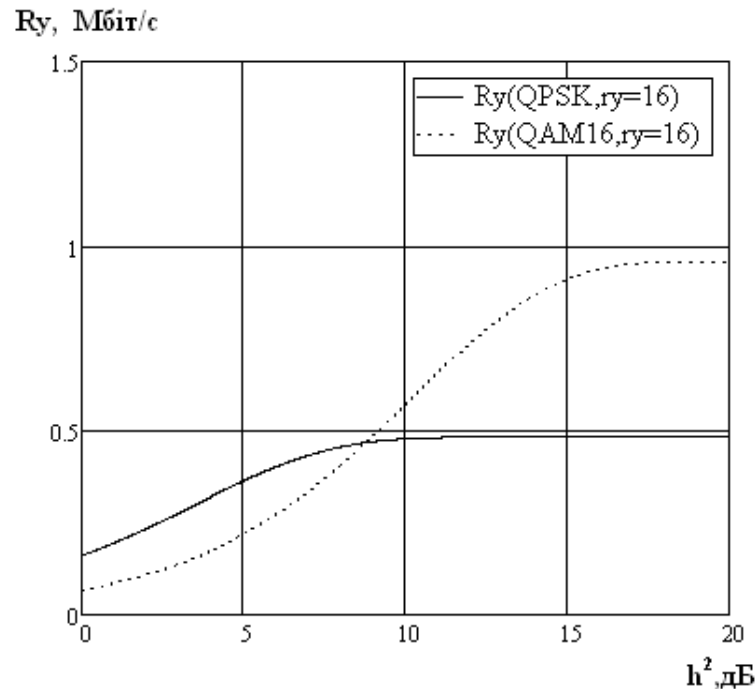


Рис. 5.3. Залежність пропускної здатності каналу від енергетичних параметрів каналу на етапі перетворення Уолша

У стандарті UMTS блок «кодер» використовує завадостійке кодування. Однією з опцій стандарту UMTS передбачено кодування згортковим кодом. Згорткові коди використовуються для кодування з інформаційною швидкістю не більше 32 кбіт/с. Швидкість кодування приймає значення  $r_{3K}=1/2$  та  $r_{3K}=1/3$ . Довжина кодового обмеження у обох випадках дорівнює 9 [43].

Однією з найважливіших характеристик згорткового коду є вільна відстань  $d_f$ . Вільна відстань є мірою розпізнавання двох найбільш близьких кодових послідовностей нескінченної довжини на виході кодера та в значній мірі визначає завадостійкість системи із згортковим кодуванням.

Крім параметрів  $r_{3K}$  та  $d_f$ , кожний згортковий код характеризується набором коефіцієнтів  $S_k$ , які називаються спектром ваги згорткового коду. Спектр ваги коду показує сумарне число помилок на виході декодера, коли замість вірного шляху по решітчастій діаграмі вибирають помилкові шляхи, які віддалені від вірного на величину  $d_f=k$ .

Розрахунок вірогідності на біт на виході декодера збігається до обчислення ваги, за формулою

$$P_{\text{бim}} \leq \sum_{k=d_f}^{\infty} S_k P_k, \quad (5.3)$$

де  $P_k$  – вірогідність помилки декодованого символу для випадку гнучкого рішення.

$S_k$  – коефіцієнти, які є складовими спектра ваги.

Результати розрахунку надано на рис.5.4. Можна бачити, що вірогідність залежить від послідовності декодування. Якщо помилковий шлях на решітчастій діаграмі відрізняється від вірного шляху на  $k$  символів та на виході демодулятора приймаються жорсткі рішення (дискретний канал з двійковим виходом), то вірогідність визначається за умов, що на довжині послідовності на вході декодера, яка складається з  $k$  символів, відбудеться  $(k+1)/2$  та більше помилок, тобто

$$\left\{ \begin{array}{l} P_K = \sum_{i=\frac{k+1}{2}}^k C_k^i P_{o.k}^i (1 - P_{o.k})^{k-i} \quad \text{при парному } k \\ P_K = \sum_{i=\frac{k+1}{2}}^k C_k^i P_{o.k}^i (1 - P_{o.k})^{k-i} + \frac{1}{2} C_k^{k/2} P_{o.k}^{k/2} (1 - P_{o.k})^{k/2} \quad \text{при непарному } k \end{array} \right. \quad (5.4)$$

де  $P_{o.k}$  – вірогідність помилок в каналі.

З урахуванням відомостей о достовірності прийняття символів після декодера завадостійкого кодування продуктивність каналу на ділянці від джерела до отримувача інформації [57]:

$$R_K = \nu \cdot r_y \cdot r_{зк} \log m (1 + p_b \log p_b + (1 - p_b) \log (1 - p_b)) \ll C_{UMTS}, \quad (5.5)$$

де  $r_{зк}$  – швидкість завадостійкого кодування, а  $p_b$  – вірогідність помилки біта інформації, яка визначається за формулою (5.3) з урахуванням (5.1) та (5.4).

Результати розрахунку продуктивності  $R_{UMTS}$  представлена на рис. 5.5.

Максимальні значення  $R_{UMTS\max} = V \cdot r_y \cdot r_{зк}$  відповідно до сигналів QPSK досягаються досить швидко, що пояснюється досить високою енергетичною ефективністю сигналів QPSK. У даному випадку продуктивність напряму залежить від швидкості кодування.

Для QAM16 спостерігається аналогічна ситуація, але при швидкості кодування  $r_{зк}=1/3$  гранична продуктивність досягається раніше ніж для випадку  $r_{зк}=1/2$ , що пояснюється більшою завадостійкістю коду  $r_{зк}=1/3$ , хоча продуктивність у випадку з кодом  $r_{зк}=1/3$  – менша.

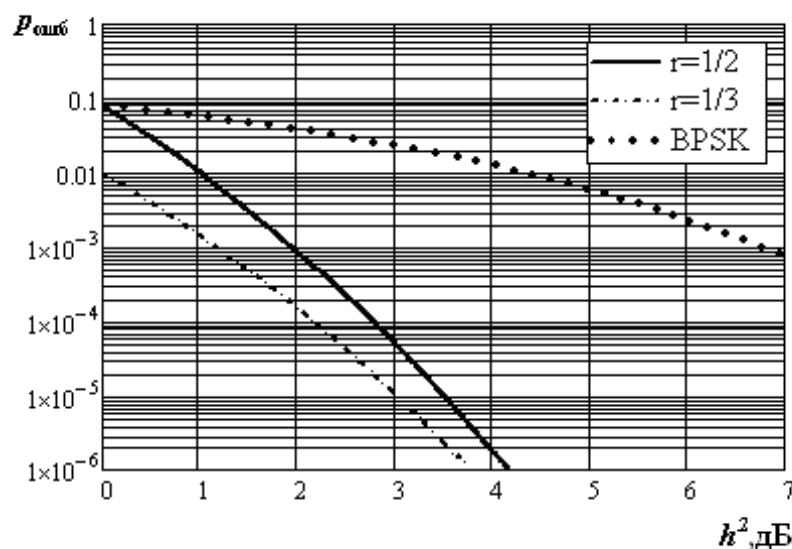


Рис.5.4. Достовірність прийняття символів при використанні згорткових кодів, які використовуються в стандарті UMTS

Із рис.5.5. видно, що комплексне використання заходів для збільшення завадостійкості може привести до зниження продуктивності до  $K/r_{пк} \gg 1$  разів у порівнянні з пропускною здатністю  $C_{UMTS}$ , а використання сигналів багатопозиційної маніпуляції підвищує продуктивність в  $\log m$  разів в порівнянні з випадком використання бінарних маніпульованих сигналів. Так, при швидкості передавання елементарних символів застосування QAM16 при значеннях  $h^2 = 4$  дБ досягається пропускна здатність каналу  $C_{UMTS} = 3,5$  Мбіт/с (див.рис.5.1). При цьому використання коду зі швидкістю  $r_{пк} = 1/2$  та коефіцієнтом розширення  $K = 16$  дозволяє забезпечити кінцеву швидкість передавання інформації (продуктивність) всього лише  $R_{UMTS} = 0,5$

Мбит/с (рис.5.5), але при підвищенні достовірності на 4 порядки (з  $10^{-2}$  до  $10^{-6}$ ) [57].

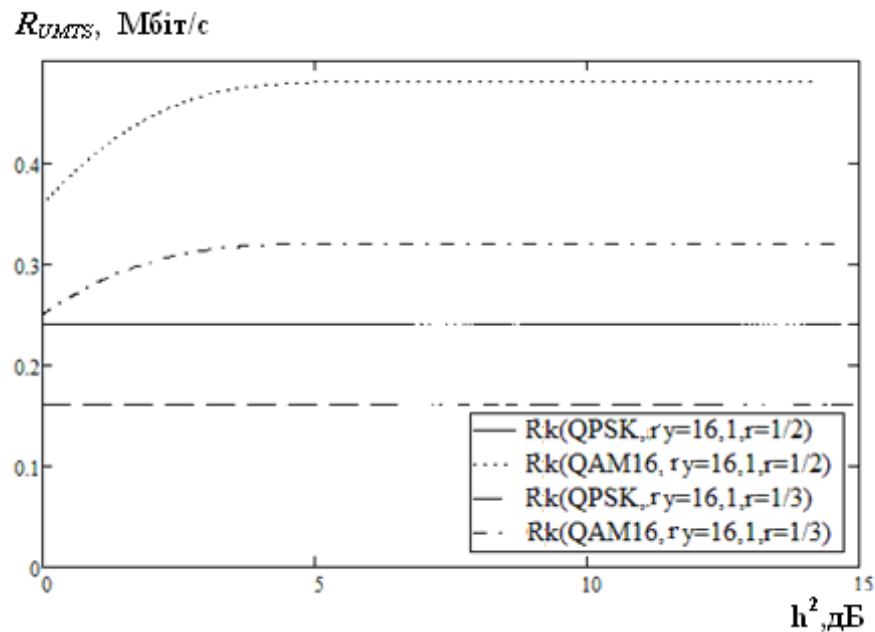


Рис. 5.5. Залежність продуктивності каналу від енергетичних параметрів каналу з урахуванням завадостійкого кодування (—QPSK,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/2$ , .... QAM16,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/2$ , — -QPSK,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/3$ , - - -QAM16,  $r_y=16$ ,  $r_{3K}=1/3$ ).

## 5.2. Формування стратегій передачі інформації 4G, 5G на основі технології Wi-Fi та LTE

Впровадження систем стільникового зв'язку дозволило вирішити проблему економічного використання виділеної смуги радіочастот шляхом передачі повідомлень на одних і тих же частотах і збільшити пропускну здатність телекомунікаційних мереж. Свою назву вони отримали відповідно до стільникового принципу організації зв'язку, відповідно до якого зона обслуговування (територія міста або регіону) ділиться на стільники (соти) [43].

Розмір одного стільника залежить від багатьох факторів: діапазону робочих частот системи, вихідної потужності передавача базової станції (БС) і антенного пристрою, типу антени БС і висоти її розташування, чутливості

приймачів, що використовуються в системі і т.д. У сучасних системах зв'язку організовуються стільники різних розмірів:

- **макросоти (*macro cell*)**, іноді називають нормальними (normal cell), з радіусом від одиниць до декількох десятків кілометрів;
- **мікросоти (*micro cell*)** радіусом 200 - 1000 метрів, організовувані, як правило, в місцях з інтенсивним телефонним трафіком - в торговельних центрах, центральних пішохідних вулицях, вестибюлях готелів і т.д.;
- **наносоти (*nano cell*)** розміром до 200 метрів, розташовуються як правило в маленьких областях забезпечені маленькі області з високою щільністю користувачів і малою рухливістю.
- **пікосоти (*pico cell*)** розміром 10 - 100 метрів, системи зв'язку розгорнутих найчастіше всередині приміщень для підвищення якості зон покриття. Вони показують найкращі результати, коли розміщені в безпосередній близькості до кінцевих користувачів, наприклад на ліхтарних стовпах, стінах залізничних станцій або в торгових центрах [54].

Попит на мобільні широкосмугові послуги поставив перед бездротовими мережами нові, складні завдання. Традиційні мережі створювалися для доставки голосу, і це завдання вони вирішують добре.

Однак зростання попиту на мобільні цифрові широкосмугові послуги веде до істотного збільшення навантаження на традиційні бездротові мережі. Оператори прагнуть розширити можливості замовників і партнерів, вимоги яких безперервно зростають.

Оператори, що використовують традиційні голосові мережі для передачі даних, зіштовхуються з проблемами. Наприклад, їм не завжди вистачає частот для підтримки мобільних широкосмугових послуг. В результаті виникають проблеми із задоволенням попиту на передачу даних. Крім того, виникають труднощі з створенням надійних зон покриття в приміщеннях. Звичайні базові станції, встановлені на відкритій місцевості, далеко не завжди надають абонентам, що знаходяться в житлових і офісних



приміщеннях, достатню швидкість передачі даних, необхідну якість покриття та мережеву ємність.

Щоб задовольнити ці вимоги і зберегти конкурентоспроможність, операторам потрібні економічно ефективні архітектури, здатні в недалекому майбутньому надавати абонентам доступ до мережі за вимогою [54].

Збільшити ємність мереж, що складаються тільки з традиційних макросот, до рівня, здатного задовольнити попит в довгостроковій перспективі, неможливо ні з економічної, ні з технічної точки зору. Причиною є обмеженість частотного ресурсу. Можливості підвищення спектральної ефективності практично вичерпані, а створювати нові макросоти всюди, де потрібно збільшити мережну ємність, неможливо через законодавчі та фінансові обмеження [95].

Принципово нові можливості в підвищенні продуктивності систем безпроводового широкосмугового доступу відкривають архітектури дрібних (нано- та піко-) сот, завдяки яким збільшується кратність дублювання частотного та просторового ресурсів [54].

*Постановка задачі.* У даному розділі досліджено використання нано- та пікосот з метою оцінки продуктивності систем безпроводового широкосмугового доступу на прикладі технологій Wi-Fi і LTE [54].

Обидві технології дозволяють отримати широкосмуговий доступ з необхідною якістю обслуговування до таких послуг, як передача даних, передача голосових потоків через Інтернет (Voice over IP), потокове відео та інших [95].

Вказані технології принципово розрізняються за призначенням: технологія Wi-Fi використовується локально у узагальненому діапазоні частот для загального або персонального використання; технологія LTE передбачає покриття значних територій дрібно-зональними стільниками на ліцензійній основі для абонентського користування. Загальною рисою обох технологій є суттєве, у порівнянні з традиційними макросотами, зменшення радіусу дії базових станцій, як це зазначено для нано- та пікосот [54].

Дослідження Wi-Fi проведено для пікосот у діапазоні частот 2,4 ГГц із смугою частот 20 МГц. Для LTE обрано частоту 800 МГц із смугою частот 20 МГц для наносот [91].

Вказані пакетні радіомережі функціонують на визначеній території, на якій абоненти породжують трафік, пропорційний площі їх розміщення. Метою функціонування систем є досягнення максимально можливої продуктивності надання послуг користувачам [54].

В якості енергетичної моделі затухання сигналів в радіолінії для LTE, з оглядом на діапазон системи, можливо використання моделей Хата, Уолфіша-Ікегамі та Окамура [89].

Для Wi-Fi найбільш адекватними являються моделі Окамура, COST-Хата, Хата, Уолфіша-Ікегамі. Вищевказані моделі призначені для використання в міській місцевості і добре описують розповсюдження радіохвиль для частоти до 2 ГГц, а для моделі Хата – до 1.5 ГГц [92].

В подальших розрахунках будемо використовувати модель Хата для LTE та Wi-Fi, як досить універсальною й адекватною.

Швидкості передачі даних для систем Wi-Fi та LTE можна відобразити у вигляді таблиці [54]:

*Табл. 5.2*

### **Швидкості передачі даних Wi-Fi та LTE [Мбіт/с]**

Вид маніпуляції	LTE		Wi-Fi	
	канальна, Мбіт/с	інформаційна, Мбіт/с	канальна, Мбіт/с	інформаційна, Мбіт/с
QPSK	33.6	67,2	24	48
QAM16	67.2	268,8	48	192
QAM64	100.8	604,8	72	432

Дані, вказані у табл.5.2, не містять просторових показників функціонування відповідних систем. Тому важливо оцінити не тільки продуктивність обслуговування, але й радіус зони обслуговування [54].

При аналізі характеристик системи мобільного зв'язку достатня увага приділяється показникам завадостійкості при різних швидкостях передачі символів в каналі і оцінці впливу завадостійкого кодування на продуктивність системи та радіус зони обслуговування [54].

На першому етапі дослідження аналізуються просторово-енергетичні показники та показники продуктивності без врахування засобів підвищення завадостійкості систем передавання інформації.

Але в інформаційній швидкості передачі даних враховуються всі передані біти, зокрема, контрольні біти системи корекції помилок (FEC), а також біти контрольної інформації, переданих базовою станцією. Тому інформаційна швидкість перевищує корисну швидкість передачі [92].

Важливо оцінити саме корисну швидкість передачі даних, які призначені безпосередньо користувачеві [54].

При цьому при застосуванні завадостійкого кодування не тільки підвищується завадостійкість системи, а й, відповідно, змінюється радіус зон обслуговування. Разом з тим зменшується корисна швидкість передачі інформації в результаті внесення надлишковості. При таких умовах важливо, на наступному етапі дослідження, оцінити саме зміни продуктивності системи, яка, з одного боку, зростає внаслідок розширення зони обслуговування, а з іншого – знижується внаслідок зниження користувацької швидкості [54].

В подальшому викладанні використовується припущення, що сигнал поширюється в каналі з адитивним білим гаусовським шумом (БГШ). Такий канал є каналом без завмирань і багатопроменевого розповсюдження. Для незначних відстаней від базової станції до користувача це припущення цілком доречно. Тому канал з БГШ служить мірою оцінки якості

реалізованого алгоритму прийому сигналів за показниками та ймовірності помилок на біт інформації (BER) [54].

### 5.2.1. Визначення показників завадостійкості сигналів LTE та Wi-Fi

Перелік видів модуляції для систем LTE та Wi-Fi наведений у табл.5.1.

При модуляції QPSK існують чотири точки на сигнальному сузір'ї. За кожен інтервал часу сигнал може переходити з одного стану в інший. В одному символі передається 2 біта. Відповідно для модуляції QAM-16 – 4 біта і для QAM-64 – 6 біт при передачі одного символу в каналі [6].

Для розрахунку бітової ймовірності помилки прийому двійкових символів  $p_b$  для сигналів з QPSK, QAM-16 и QAM-64 використані наступні формули:

$$P_{b\ QPSK}(h^2) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi(\sqrt{2h^2} \cos \frac{\pi}{4}) \right] \quad (5.6)$$

$$P_{b\ MQAM} = \frac{4(1-\frac{1}{\sqrt{M}})}{k\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{3}{M-1}}h^2}^{\infty} \exp(-\frac{u^2}{2}) du \quad (5.7)$$

де  $h^2 = \frac{E_s}{N_0} = \frac{P_s \cdot T}{N_0}$  - енергетичний параметр, відношення величини енергії сигналу  $E_s$  на вході приймального пристрою до спектральної щільності шуму  $N_0$ .

$P_s$ - потужність сигналу тривалістю  $T$ .

$\Phi(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$  – функція Крампа.

$M$  – позиційність сигналу.

$$M_{QPSK} = 2; M_{QAM16} = 4; M_{QAM64} = 6$$

Відповідно до формул, побудуємо графіки залежності ймовірності бітової помилки  $p_b$  від енергетичного потенціалу в радіолінії  $h^2$ .

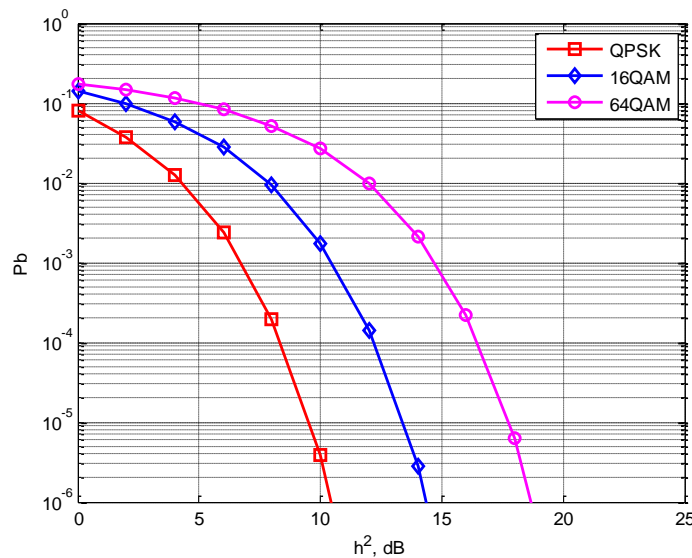


Рис. 5.6. Залежність ймовірності бітової помилки від енергетичного потенціалу радіолінії

### 5.2.2.Оцінка продуктивності систем з використанням нано- і пікосот

Для оцінки ефективності систем з використанням нано- і пікосот, побудуємо енергетичну модель загасання сигналів в радіолінії сигналів Wi-Fi і LTE і встановимо співвідношення між енергетичними та просторовими параметрами систем [54].

Розрахунок бюджету лінії дозволяє оцінити максимально припустиме загасання сигналу між мобільним терміналом і антеною базової станції.

Складемо енергетичне рівняння для радіолінії системи LTE відповідно до моделі Хата. Потужність сигналу, що приймається абонентом, розраховується наступним чином [95]:

$$P_{hata}(d) = P_{BS} + G_{BS} - L_{hata}(d) + G_{MS} \quad (5.8)$$

де:  $P_{BS}$  – потужність сигналу базової станції;

$G_{BS}$  - підсилення антени базової станції;

$G_{MS}$  - підсилення антени абонентської станції;

$L_{hata}$  – затухання сигналу для радіолінії, відповідно до моделі Хата.

Задамося параметрами:

$$P_{BS} = 0.25 \text{ мВт}; G_{BS} = 20 \text{ дБ}; G_{MS} = 20 \text{ дБ}$$

Введемо енергетичний параметр системи:

$h^2$  – відношення енергії елемента сигналу на вході демодулятора до односторонньої спектральної щільності потужності білого шуму.

$$h^2(d) = 10 * \log_{10}\left(\frac{P_s}{N_0 \cdot V_i}\right) [\text{дБ}] \quad (5.9)$$

де  $P_s$ ,  $N_0$  – середня потужність сигналу на вході приймача і спектральна щільність БГШ в каналі;

$$V_i = \frac{\log_2 m \cdot R}{T} \left( \frac{\text{біт}}{\text{с}} \right) - \text{швидкість передачі інформації.}$$

$m$  – основа коду;

$T$  – тривалість каналної посилки (тактовий інтервал передачі);

Об'єднавши всі вказані вище розрахунки, побудуємо графіки залежності ймовірності бітової помилки від відстані.

З даних графіків випливає, що збільшення вимог щодо достовірності призводить до скорочення обсягу переданої інформації та спрощення виду маніпуляції. Отже, як й слід очікувати, чим ближче абонент знаходиться до базової станції, тим менша ймовірність помилкового прийому біта, що дозволяє використовувати більш високошвидкісний спосіб маніпуляції з дотриманням вимог щодо достовірності [54].

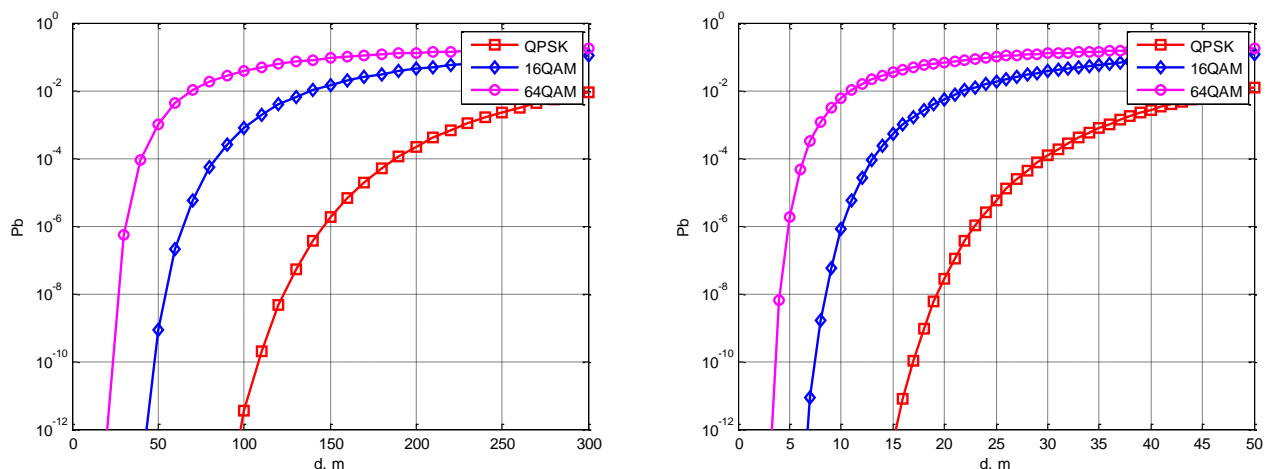


Рис. 5.7. Залежність бітової помилки від відстані для радіоліній в технологій LTE та Wi-Fi

Радіуси зон обслуговування технологій LTE та Wi-Fi, м

Модуляція \ $P_b$	LTE			Wi-Fi		
	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
QPSK	188,66	163,78	146,41	29,64	25,72	22,97
QAM16	83,9	72,45	64,79	13,14	11,36	10,11
QAM64	40,57	35,7	31,24	6,4	5,52	4,89

Можна бачити, що доцільні радіуси обслуговування для технології LTE знаходяться в інтервалі до 150 - 200 метрів, для технології Wi-Fi – до 25 - 30 метрів.

Виходячи з отриманих значень, можна побудувати схематичне відображення зон обслуговування. Прийнятною достовірністю для даного виду зв'язку є достовірність помилки  $10^{-6}$ .

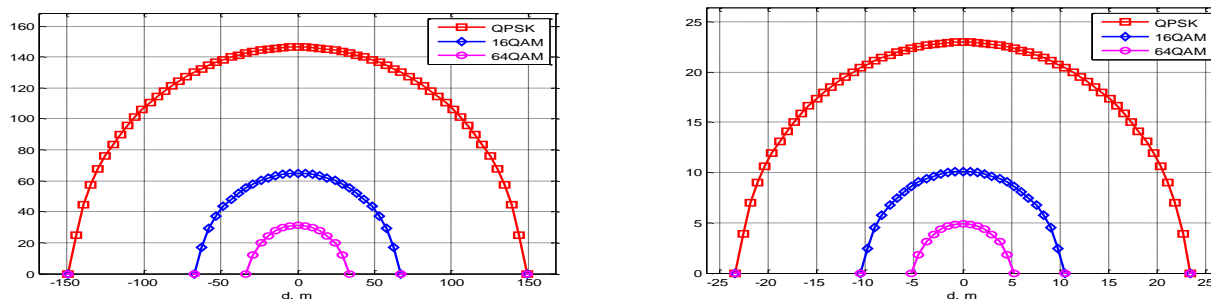


Рис. 5.8. Представлення границь зон обслуговування для мереж LTE та Wi-Fi для достовірності помилки  $P_b=10^{-6}$

У разі використання маніпуляції QAM-64 досягається найбільша швидкість передачі інформації, зона якої відповідає колу з найменшим радіусом. При збільшенні радіуса зони обслуговування, зменшується швидкість передачі інформації, при використанні маніпуляцій QAM-16 і QPSK відповідно.

Розглянуті пакетні радіомережі функціонують на території радіусом  $R$ , на якій абоненти породжують трафік, пропорційний площі їх розміщення. В

подальшому, під показником продуктивності системи розуміємо швидкість передачі інформації за одиницю часу на визначеній території.

Сумарний трафік мережі  $G$ , що охоплює зону радіусом  $R$ , визначається з формули [54]

$$G = g \cdot \pi \cdot R^2, \quad (5.10)$$

де  $g$  – питомий обслужений трафік користувачів (Ерл), що припадає на одиницю площі зони обслуговування; навантаженню 1 Ерл відповідає 1 час безперервного передавання трафіку із визначеною швидкістю.

$G$  - одиниця обслугованого трафіку –Мбіт.

Стосовно розглянутої задачі, сумарний трафік  $G$  пропорційний сумі трафіків, що породжуються в кільцеподібних зонах  $G_i$  з граничними радіусами  $R_i$ ,  $i = 1, 2, 3$  (QPSK з  $m_1=2$ , QAM-16 з  $m_2=4$ , QAM-64 з  $m_3=6$ )

$$G = \sum_{i=1}^3 G_i = g \cdot \pi \cdot \sum_{i=1}^3 m_i (R_i^2 - R_{i-1}^2) \quad (5.11)$$

При розрахунку будемо користуватись швидкістю, яка передається одному каналному символі, що вказана в Табл. 5.1. Побудуємо таблицю нормованої продуктивності при зміні вимог до достовірності.

Табл. 5.4

**Нормована продуктивність при зміні вимог до достовірності для систем зв'язку LTE та Wi-Fi, Мбіт**

<div> <div><math>p_b</math></div> <div>Модуляція</div> </div>	LTE			Wi-Fi		
	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
QPSK	179,41	135,56	108,31	4,44	3,35	2,67
QAM16	67,77	49,95	40,49	1,65	1,24	0,98
QAM64	31,02	24,02	18,40	0,77	0,57	0,45
Мережа G	278,21	209,53	167,19	6,86	5,16	4,11



За наведеними розрахунками, модуляція QAM-64 має найбільшу ефективність на одиницю площі, але зону покриття значно обмежена при заданій достовірності прийому. Тому найбільш ефективно її використовувати в місцях з найбільш інтенсивним трафіком.

Максимальне охоплення досягається за рахунок використання модуляції QPSK, але має значно меншу швидкість передачі.

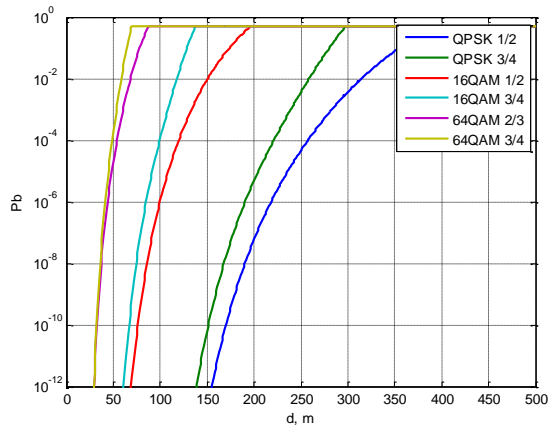
Наведені вище дані не показують реальну швидкість передачі інформації тому, що не враховують втрат для забезпечення завадостійкості системи за рахунок надлишкового кодування. В той же час, завадостійке кодування, не тільки впливає на швидкість передавання, а й на радіус охоплення території послугами.

Виникає актуальне питання, яким чином завадостійке кодування впливає на продуктивність стосовно вказаних технологій.

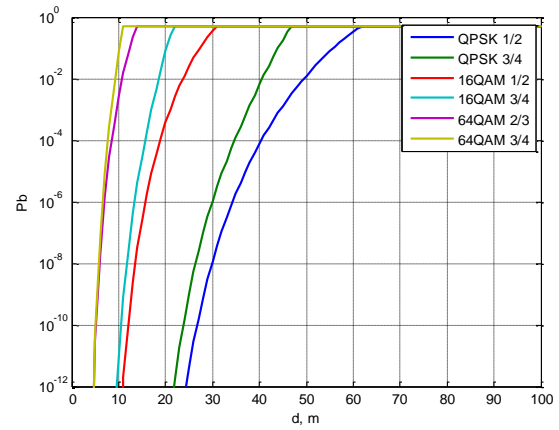
Розглянемо вплив завадостійкого кодування на продуктивність систем та радіус зони обслуговування. Для систем LTE та Wi-Fi використовується адаптивне кодування та модуляція. Вибір поєднання типу модуляції і швидкості завадостійкого коду, забезпечує максимально можливу пропускну здатність, забезпечуючи відповідну надійність каналу зв'язку [54].

Завадостійке кодування дозволяє збільшити радіуси зон обслуговування та продуктивність всієї мережі за рахунок того, що вимоги до завадостійкості сигналів на вході декодера знижуються, а радіус зони обслуговування – поширюється (див. Рис. 5.10). Використання добре відомих методів кодування з простою реалізацією, створює нові можливості передачі даних на заданих відстанях з необхідною достовірністю та швидкістю передачі [54].

Побудуємо залежності достовірності прийому від відстані при використанні кодування зі швидкостями, що використовуються для різних видів модуляції для LTE та Wi-Fi [54].



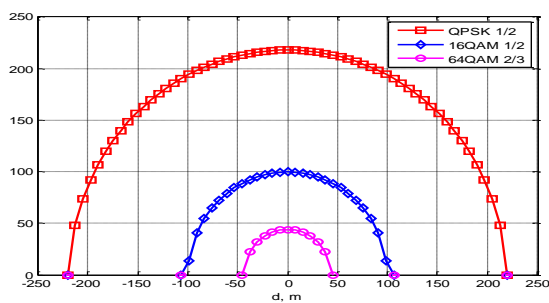
а)



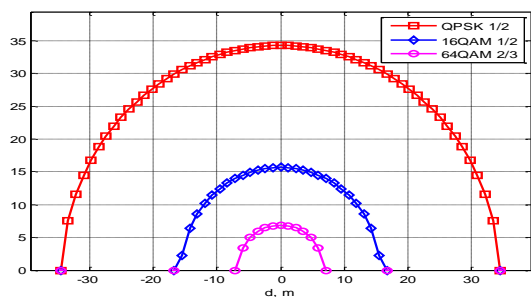
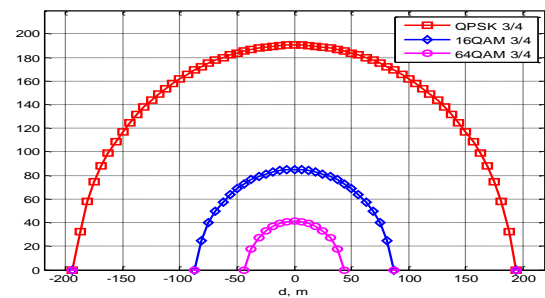
б)

Рис. 5.9. Залежність ймовірності помилки від відстані для комбінації різних видів модуляції та згорткового кодування для систем а) LTE та б) Wi-Fi

Виходячи з отриманих значень, побудуємо схематичне відображення зон обслуговування, враховуючи завадостійке кодування при комбінації різних видів модуляції та кодування.



а)



б)

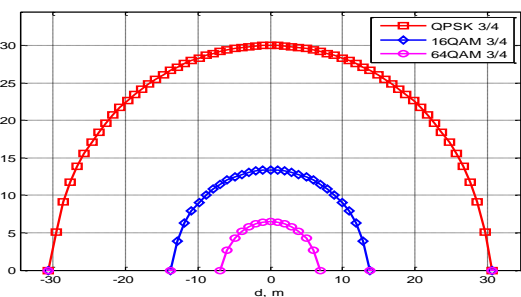


Рис. 5.10. Схематичне відображення зон обслуговування, враховуючи завадостійке кодування при комбінації різних видів модуляції та кодування для мережі а) LTE та б) Wi-Fi

Дослідження для Wi-Fi та LTE проведено для двох варіантів завадостійкого кодування:

- 1) QPSK 1/2, QAM-16 1/2, QAM-64 2/3;

## 2) QPSK 3/4, QAM-16 3/4, QAM-64 3/4.

У порівнянні з даними, відображеними на рис. 5.8, для достовірності помилки  $P_b=10^{-6}$  зона обслуговування поширилася на 48,9% при швидкості кодування 1/2 та на 30,11% – при швидкості кодування 3/4 для мереж LTE, на 49,33% для швидкості кодування 1/2 та на 30,61% для швидкості кодування 3/4 – для мережі Wi-Fi [54].

Побудуємо таблицю нормованої продуктивності при зміні вимог до достовірності для LTE та Wi-Fi з використанням загорткового кодування.

Табл. 5.5

### Нормована продуктивність при зміні вимог до достовірності для технології LTE, Мбіт

Модуляція \ $P_b$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
QPSK 1/2	162,26	137,65	118,07
QAM16 1/2	72,16	59,87	44,16
QAM64 2/3	36,64	29,56	36,59
Мережа G	271,06	227,08	198,82

Модуляція \ $P_b$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
QPSK 3/4	183,50	158,41	136,97
QAM16 3/4	71,15	60,34	51,94
QAM64 3/4	33,24	28,37	24,23
Мережа G	287,89	247,12	213,14

Табл. 5.6

### Нормована продуктивність при зміні вимог до достовірності для технології Wi-Fi, Мбіт

Модуляція \ $P_b$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
QPSK 1/2	4,04	3,39	2,92
QAM16 1/2	1,76	1,49	1,25
QAM64 2/3	0,91	0,73	0,60
Мережа G	6,72	5,62	4,77

Модуляція \ $P_b$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
QPSK 3/4	4,50	3,91	3,39
QAM16 3/4	1,79	1,49	1,29
QAM64 3/4	0,84	0,70	0,60
Мережа G	7,13	6,10	5,29

У порівнянні з даними, відображеними у табл. 5.5, значення узагальненого показника ефективності – нормованої продуктивності – для  $P_b=10^{-6}$  збільшилось на 18,92% (швидкість кодування 1/2) та на 27,48% (швидкість кодування 3/4) в мережі LTE та на 16,06% (швидкість кодування 1/2) та 28,71% (швидкість кодування 3/) – в мережі Wi-Fi.

### Висновки до розділу 5:

1. На прикладі розгляду сучасної технології безпроводового зв'язку UMTS обґрунтовано місце кожного з перетворень інформації в технологіях передавання, проте збільшення ступенів перетворень сигналів джерела в каналі, зменшує частку інформаційних символів в послідовності, яка передається по лінії зв'язку.

2. Етап перетворення Уолша призначений для ущільнення каналів та для збільшення завадостійкості, проте кожна з цих функцій виконується у збиток іншій. Загальна продуктивність зменшується в будь-якому випадку в порівнянні з пропускнуою здатністю каналу зв'язку.

3. Етап завадостійкого кодування призводить до того, що гранична продуктивність досягається при достатньо низьких енергетичних параметрах, але при цьому рівень продуктивності, яка може бути досягнута, значно поступається пропускній здатності каналу зв'язку з відомими енергетичними характеристиками.

4. Отримано продуктивність мобільних систем з використанням нано- і пікосот. За даними показниками зроблена оцінка продуктивності і залежності радіусу дії зони обслуговування систем з нано- і пікосотами, а також порівняно ці показники при комбінації різних видів маніпуляції та кодування.

5. Використання завадостійкого кодування дозволило збільшити завадостійкість системи ціною зменшення швидкості коду й відповідним зменшенням користувацької швидкості. При виборі кодера необхідно досягти компромісу між швидкістю передачі інформації та ймовірністю помилки. Вибір способу поєднання типу модуляції і швидкості завадостійкого коду забезпечує максимально можливу продуктивність систем безпроводового зв'язку.

6. Одночасно використання завадостійкого кодування призвело до розширення зон покриття мережі на 48,9% при швидкості кодування  $1/2$  та на

30,11% – при швидкості кодування  $3/4$  для мереж LTE, на 49,33% для швидкості кодування  $1/2$  та на 30,61% для швидкості кодування  $3/4$  – для мережі Wi-Fi.

7. Wi-Fi має меншу зону покриття мережі, і тому технологія дає можливість підключення кінцевих користувачів через існуючі провідні та кабельні мережі без значних витрат на умовах оренди обладнання та спектру частот. Технологія Wi-Fi може бути інтегрована з стільниковими мережами для організації мобільної мережі з метою збільшення пропускної здатності в гарячих точках і організації зв'язку всередині приміщень. Зони обслуговування мережі Wi-Fi досягають до сотні метрів – пікосоти. LTE має більшу зону покриття, розрахована на більшу площину покриття та значну кількість абонентів. Радіуси дії стільників для мережі LTE можуть бути використані як у форматі пікосотиз радіусом дії до 100 метрів при високошвидкісного модуляції (QAM-16, QAM-64) - пікосоти, так у форматі наносотиз радіусом дії до кількох сотень метрів при використанні QPSK.

## **РОЗДІЛ 6. СТРАТЕГІЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ НА РІВНІ WAN**

### **6.1. Стратегії передачі інформації на основі технології DWDM**

#### **6.1.1. Дослідження енергетичних характеристик сигналів у системі з технологією DWDM волоконно-оптичних мереж зв'язку**

Розрахунок енергетичного бюджету волоконно-оптичного каналу зв'язку з використанням технології мультиплексування каналів по довжині хвилі базується на таких звичних основних параметрах, як потужність передавача, чутливість приймача, питоме загасання сигналу у середовищі, втрати на стиках, і дуже важливим та унікальним параметром, який необхідно враховувати є вплив нелінійних ефектів, що виникають в оптичному середовищі передачі і призводять до взаємного впливу переданих сигналів, внаслідок чого енергетичні характеристики сигналу погіршуються.

Методику розрахунку енергетичного бюджету оптичної лінії зв'язку добре відомі і описані у літературі, однак відомості щодо впливу нелінійних ефектів на потужність корисного сигналу у волокні представлені у розрізненому вигляді.

Тому у даному розділі значна увага приділяється розрахунку енергетики оптичної системи з спектральним ущільненням каналів, з урахуванням впливу нелінійного середовища, яким можна вважати оптичне волокно, при значній величині випромінюваної потужності.

Дослідження має за мету встановити взаємозв'язок між характеристиками системи та такими енергетичними характеристиками каналу, як втрати потужності корисного сигналу, та потужність виникаючого у каналі шуму.

Задамося вихідними даними, які характеризують досліджувану волоконно-оптичну DWDM систему (Таблиця 6.1.)

Табл. 6.1

### Вихідні характеристики досліджуваної DWDM системи

№	Параметр	Значення	Розмірність	Опис
1	$N$	40	од.	Число каналів у DWDM системі;
2	$L$	$180 \cdot 10^3$	м	Відстань між передавачем та приймачем;
3	$V$	$10 \cdot 10^9$	Біт/с	Швидкість джерела інформації;
4	$\Delta f$	$100 \cdot 10^9$	Гц	Частотне рознесення між каналами;
5	$\lambda$	$1.543 \cdot 10^{-6}$	м	Центральна довжина хвилі;
6	$\alpha$	0.0002	дБ/м	Погонне загасання оптичного кабеля;
7	$D$	0.0000175	с/(м·м)	Питома дисперсія оптоволокна;
8	$A_{eff}$	$8 \cdot 10^{-12}$	м <sup>2</sup>	Ефективна площа серцевини волокна;
9	$P_{vh}$	0.001	Вт	Потужність, яка надходить у волокно;

Дослідимо волоконно-оптичну систему зв'язку, яка складається з одної підсилювальної ділянки. Відстань від джерела до приймача складає 180 км. Система складається з 40 оптичних каналів, рознесених за довжиною хвилі.

#### *6.1.1.1. Аналіз процесів взаємного впливу оптичних сигналів при їх розповсюдженні у нелінійному середовищі*

З точки зору законів лінійної оптики промені світла у вакуумі не взаємодіють один з одним. Це властивість розповсюдження електромагнітного випромінювання впливає з лінійності рівнянь Максвелла, а також із законів квантової електродинаміки, в якій відсутня взаємодія між фотонами в межах малих енергій. У нелінійних середовищах (наприклад, в оптичному волокні) виявляються ефекти нелінійної оптики.

Розглянемо що називається нелінійною оптикою у сучасній науці. Коли світлова хвиля проходить через оптично прозоре середовище, електричне



поле хвилі зміщує електронні хмари атомів відносно атомних ядер, в результаті середа поширення хвилі поляризується. Процес поляризації можна розглядати як "відгук" середовища на зовнішній вплив - світлову хвилю. Зазвичай вказаний відгук прямо пропорційний зовнішнього впливу і залежить від нього лінійно. У разі ж потужного лазерного випромінювання поляризація стає нелінійною по відношенню до зовнішнього впливу (напруженості поля хвилі). Нелінійність поляризації середовища обумовлює появу різних нелінійних ефектів. В результаті прояву нелінійних ефектів відбуваються взаємодії хвиль, які призводять до розсіювання світлових хвиль, зміни показника заломлення середовища, виникненню хвиль з подвоєними, потрійними і т.д. частотами.

Пружні взаємодії можуть призводити до значних змін ширини і форми імпульсів, а також до появи перехресних перешкод, що залежать від числа каналів в системі WDM і втрати потужності корисного сигналу.

В оптичному волокні нелінійні ефекти обумовлені нелінійним відгуком середовища на зміну інтенсивності світлового потоку. З теоретичної точки зору виникнення нелінійного відгуку пов'язано з ангармонічним рухом електронів при впливі прикладеного поля напруженістю  $E$ . В результаті індукована поляризація  $P$  електричних диполів вже не є лінійною, а задовольняє більше складного співвідношенню [14]:

$$P = \varepsilon_0(\chi^1 E + \chi^2 EE + \chi^3 EEE + \dots), \quad (6.1)$$

де  $\varepsilon_0$ - діелектрична проникність вакуума,

$\chi$  – сприйнятливості середовища.

Основний внесок в значення параметра  $P$  вносить лінійна сприйнятливості першого порядку  $\chi^1$ . Вона визначає показник заломлення сердцевини волокна  $n$  і постійну загасання  $\alpha$ . З сприйнятливості другого порядку  $\chi^2$  пов'язані такі нелінійні ефекти, як генерація другої гармоніки частоти основного сигналу і генерація сигналу сумарної частоти. Так як в кварцових стеклах молекула  $\text{SiO}_2$  володіє центром симетрії, приймається

$\chi^2 = 0$ . Тому в оптичних світловодах не можуть мати місце нелінійні ефекти другого порядку.

Нелінійні ефекти в оптичних світловодах виникають через сприйнятливості третього порядку  $\chi^3$  яка враховує такі явища, як генерація третьої гармоніки, чотирьох хвильове зміщення, нелінійне переломлення. Більшість нелінійних ефектів в оптичних світловодах виникає через нелінійність показника заломлення в сильному електромагнітному полі.

Залежність показника заломлення світловода як функції від інтенсивності електромагнітного поля (результат вкладу  $\chi^3$ ) визначається наступною формулою [14]:

$$\hat{n}(E) = n(w) + n_2(E^2), \quad (6.2)$$

де  $n(w)$  - лінійний доданок, визначається рівнянням Селлмейера:

$$n(w) = \sqrt{1 + \sum_{j=1}^m \frac{B_j \cdot w_j^2}{w_j^2 - w^2}}, \quad (6.3)$$

де  $w_j$ - частота  $j$ -го резонансу,

$B_j$ - параметр  $j$ -го резонансу.

$n_2$ - нелінійна складова показника заломлення, що залежить від інтенсивності електромагнітного поля у волокні:

$$n_2 = \frac{3\chi^3}{8n} E^2 = k_n E^2. \quad (6.4)$$

Параметр  $k_n = \frac{3\chi^3}{8n}$  називається коефіцієнтом нелінійності показника заломлення і становить в кварцовому волокні  $3,2 \cdot 10^{-8} \text{ мкм}^2 / \text{Вт}$ .

При невисоких значеннях потужності сигналу оптичне волокно можна вважати лінійної середовищем. Однак при значному зростанні рівня потужності з'являється необхідність врахування впливу нелінійних явищ, які можуть суттєво обмежити функціонування багатоканальних систем WDM.

Особливо значний вплив мають нелінійні ефекти на енергетичні характеристики ліній зв'язку з технологією спектрального ущільнення каналів, це обумовлено двома основними чинниками:

1. Загальна потужність сигналу, яка вводиться у волокно з сумою потужностей, які вводяться у кожен канал. При значній кількості каналів значення загальної потужності яка спрямовується по волокну досягає межі після якої середу розповсюдження слід вважати нелінійною.

2. Наявність великої кількості сигналів у волокні, рознесених за частотою, які у нелінійному середовищі, починають взаємодіяти між собою.

У Додатку Г представлені результати дослідження нелінійних ефектів в оптичному середовищі, та характеристики впливу цих ефектів на енергетичні властивості системи DWDM.

### **6.1.2. Аналіз шумових характеристик каналів волоконно-оптичних мереж**

Шумові характеристики каналу є надзвичайно важливими, оскільки не лише значення рівня корисного сигналу визначає енергетичні можливості каналу підтримувати необхідну якість роботи системи передачі даних. Тому в край важливою задачею є дослідження та аналіз причини появи шумів у каналі та можливості зменшення їх потужності.

Оптичні шуми в каналах системи DWDM можна поділити на наступні компоненти:

- квантовий шум,
- шуми оптичних підсилювачів,
- шуми приймача,
- шуми, що виникають в результаті нелінійних спотворень.

Загальне значення потужності шумів обчислюється сумою перелічених вище шумів за квадратичним законом [5].

У волоконно-оптичних мережах з ущільненням каналів за довжиною хвилі найбільший внесок до загального значення потужності шумів вносить складова шумів, які виникають в наслідок нелінійного ефекту чотирьоххвильового змішування.

Чотирьоххвильове змішання полягає в тому, що при наявності двох хвиль з частотами  $f_1$  і  $f_2$  ( $f_1 < f_2$ ) виникають ще дві хвилі, з частотами  $2f_1 - f_2$  і  $2f_2 - f_1$ , що поширюються в тому ж напрямку і посилюються за рахунок вихідних. Аналогічні процеси відбуваються і в тому випадку, коли є три (або більше) падаючі хвилі. Для DWDM систем, які мають рівномірну частотну відстань між каналами вплив нелінійного ефекту чотирьоххвильового змішання має особливо небезпечний та значний вплив [39].

Наступним за значимістю - є внесок потужності шуму оптичного підсилювача до загального значення шуму у каналі. Джерелом шуму в оптичних підсилювачах є посилена спонтанна емісія. Її спектральна щільність близька до щільності білого шуму. Тобто використання додаткових підсилювачів підвищує не лише значення потужності корисного сигналу, але й рівень шуму у каналі.

Компонента квантового шуму є не значною у порівнянні з першими двома. Квантовий шум виникає в оптичному волокні в результаті квантових флуктуацій.

Шуми оптичного приймача також є складовою загального значення шумів у каналі. Шуми фотоприймача в режимі прямого детектування обумовлені дробовим ефектом, викликаним дискретною природою струму і випадковим характером виникнення фотоелектронів.

Захищеність оптичного каналу від впливу шумів розраховується як логарифм відношення потужності корисного сигналу  $P_S$  до сумарної потужності перешкод  $P_N$ .

$$A_3 = 10 \frac{P_S}{P_N}. \quad (6.5)$$

Для систем з технологією мультіплексування оптичних сигналів за довжиною хвилі найбільший вплив на сумарну потужність шумів мають шуми чотирьоххвильового змішання та шуми підсилювачів.

Розглянемо причини появи шумів, та зробимо висновки, як можна зменшити їхнє значення, та збільшити енергетичні характеристики системи шляхом підвищення відношення сигнал/шум.

Детальне дослідження прояву шумових обставин в опто-волоконних системах представлено в Додатку Г.

### **6.1.3. Методика оцінки енергетичних характеристик сигналів у системі з технологією DWDM волоконно-оптичних мереж зв'язку**

Під енергетичними характеристиками сигналів у системі з технологією DWDM слід розуміти наступні показники:

- Потужність корисного сигналу у каналі зв'язку;
- Потужність шуму у каналі зв'язку;
- Узагальнюючий показник – відношення сигнал/шум.

Методика розрахунку потужності корисного сигналу у каналі базується на врахуванні втрат потужності сигналу, введенного у оптичний канал передавачем, на протязі проходження вздовж каналу до приймача.

1. Значення потужності оптичного сигналу введенного у волокно-оптичний канал;
2. Розрахунок втрат потужності оптичного сигналу у наслідок погонного загасання оптичного волокна;
3. Розрахунок втрат потужності сигналу на з'єднувальних елементах каналу;
4. Розрахунок втрат корисного сигналу в наслідок нелінійних ефектів у опто-волокні:
  - 4.1. Розрахунок втрат потужності сигналу у наслідок ефекту фазової самомодуляції;
  - 4.2. Розрахунок втрат потужності сигналу у наслідок ефекту фазової крос-модуляції між сигналами оптичних каналів;

4.3. Розрахунок частини потужності сигналу, втраченої у наслідок ефекту розсіювання Рамана;

4.4. Розрахунок частини потужності сигналу, втраченої у наслідок ефекту розсіювання *Бріллюена*;

5. Розрахунок значення потужності оптичного сигналу у точці прийому.

Розглянемо вплив на зміну потужності сигналу таких факторів, як поглинання і розсіювання. Закон зміни потужності оптичного сигналу, що пройшов по світловод довжиною  $L$ , має вигляд [39]:

$$P = P_{c0} \cdot 10^{-\frac{\alpha \cdot L}{10}}, \text{Вт}, \quad (6.6)$$

де  $P_0$  - потужність сигналу, що вводиться в волокно, Вт,  $\alpha$ , - постійна загасання волокна, дБ/км.

У логарифмічній формі формула прийме вигляд:

$$p = p_0 - \alpha \cdot L, \text{дБ}. \quad (6.7)$$

Величину втрат потужності сигналу на роз'ємних і нероз'ємних з'єднаннях на підсилювальному дільниці б, можна визначити за формулою :

$$\Delta P_{з'єдн.} = \alpha_{pz} \cdot N_{pz} + \alpha_{nz} \cdot N_{nz}, \text{дБ}. \quad (6.8)$$

Для розрахунку кількості нероз'ємних з'єднань  $N_{nz}$  на і-му підсилювальному ділянці необхідно визначити число будівельних довжин  $N_{б\text{уд}}$  волоконно-оптичного кабелю:

$$N_c = \frac{L}{l_{б\text{уд}}}. \quad (6.9)$$

Тоді кількість нероз'ємних з'єднань  $N_{nz}$  становить:

$$N_{nz} = N_c - 1. \quad (6.10)$$

Величини втрат потужності на роз'ємних і нероз'ємних з'єднаннях враховуються в розрахунках при визначенні загасання потужності сигналу на підсилювальній ділянці. Втрати на з'єднаннях визначаються за формулою [14]:

$$\Delta P_{з'єдн.} = \alpha_{pz} \cdot N_{pz} + \alpha_{nz} \cdot \left( \frac{L}{l_{б\gamma d}} - 1 \right), \text{дБ.} \quad (6.11)$$

Вплив нелінійних ефектів (фазова самомодуляція, перехресна фазова модуляція, вимушене розсіювання Рамана і вимушене розсіювання Брілюена) призводить до зменшення потужності оптичного сигналу і, як наслідок, до зменшення захищеності сигналу від перешкод [126].

Загальні втрати потужності оптичного сигналу в результаті впливу таких нелінійних ефектів, як фазова самомодуляція, перехресна фазова модуляція, вимушене розсіювання Рамана і вимушене розсіювання Брілюена, розраховуються як арифметична сума рівнів втрат [25]:

$$\Delta P_{нелін.еф.} = \Delta P_{SPM.} + \Delta P_{SBS.} + \Delta P_{CPM.} + \Delta P_{SRS.} \quad (6.12)$$

Таким чином загальний вираз для розрахунку для розрахунку потужності сигналу має вигляд:

$$P_{сигналу} = P_{с0} - \Delta P_{погонне} - \Delta P_{нелін.еф.} - \Delta P_{з'єдн.}; \quad (6.13)$$

За вихідними даними побудованої моделі, розрахуємо значення потужності сигналу. Значення втрат потужності у наслідок нелінійних ефектів розраховані у попередніх розділах. Для побудованої моделі, можна знехтувати втратами потужності на з'єднаннях. Розрахунок значення сигналу дав результат:

$$P_{сигналу} = 1.125 \cdot 10^{-9}, \text{Вт.} \quad (6.14)$$

Слід відмітити значний вплив нелінійних ефектів на загасання сигнал. Загальна втрата потужності у наслідок нелінійних ефектів склала:

$$\Delta P_{нелін.еф.} = 7.11, \text{дБ.} \quad (6.15)$$

Методика розрахунку потужності перешкод у каналі, передбачає врахування впливу основних ефектів та процесів, наслідком яких є поява завад у каналі на частотах корисного сигналу:

1. Розрахунок потужності завади у каналі, яка створюється внаслідок нелінійного ефекту чотирьоххвильового змішання (виродженого та неvirодженого);
2. Розрахунок потужності квантового шуму;
3. Розрахунок потужності підсиленого спонтанного випромінювання;
4. Розрахунок потужності шуму фотоприймача;
5. Розрахунок результуючого значення потужності завади у каналі.

Результуюча потужність завади у каналі розраховується додаванням складових за квадратичним законом [25].

$$P_{\text{шум}} = \sqrt{P_{FWM}^2 + P_{\text{кв.шум.}}^2 + P_{\text{шум.підс.}}^2 + P_{\text{шум.фотопр.}}^2}; \quad (6.16)$$

Підставивши значення потужностей шумів, які виникли через ефект чотирьоххвильового змішання, квантових шумів, та шумів фотоприймача, отримаємо загальне значення потужності шуму у каналі системи. Шумом приймача для розглянутої моделі можемо знехтувати, оскільки розглядається лише одна підсилювальна ділянка волоконно-оптичної системи.

Отримуємо результат:

$$P_{\text{шум}} = 2.574 \cdot 10^{-10}, \text{Вт} \quad (6.17)$$

Таким чином, задача розрахунку оптичного відношення сигнал/шум OSNR (OpticalSignal-to- NoiseRatio) вирішена:

$$OSNR = \frac{P_{\text{сигналу}}}{P_{\text{шум}}}. \quad (6.18)$$

Для змодельованої системи оптичне відношення сигнал/шум складе:

$$OSNR = 4.37 \quad (6.19)$$

#### **6.1.4. Методика оцінки показників якості у каналах волоконно-оптичних мереж зв'язку з технологією DWDM**

Ієрархія понять у сфері якості надання телекомунікаційних послуг визначена Рекомендацією ITU-T E.800, яка містить дві області: якість



обслуговування і якість функціонування телекомунікаційної системи. Під якістю функціонування розуміється сукупність параметрів, які можуть бути розраховані і виміряні. Характеристики якості функціонування використовуються, перш за все, операторами, на відміну від понять якості обслуговування, які орієнтовані на користувача. Якість функціонування телекомунікаційної системи - це здатність забезпечувати інформаційний обмін між користувачами. Основною характеристикою якості функціонування є ефективність обслуговування трафіку, головним показником якої є якість передачі. Якість передачі - рівень відтворення сигналу в пункті прийому об'єктом мережі, що знаходяться в стані готовності. Якість передачі визначається набором показників. У дисертації під показниками функціонування телекомунікаційної системи DWDM будуть розумітися, перш за все, показники якості передачі інформації по цифрових каналах. Розглянемо основні показники якості.

Основними параметрами, що визначає якість передачі інформації по цифровим каналах зв'язку виступають показники достовірності, а саме ймовірність символної та бітової помилки до і після демодулятора відповідно. Достовірність передачі даних відображає ступінь відповідності прийнятого повідомлення переданому.

У цифрових системах зв'язку прийнято використовувати поняття коефіцієнта бітових помилок BER (англ. bit error ratio), який визначається відношенням числа неправильно прийнятих бітів до загальної кількості прийнятих бітів протягом інтервалу часу вимірювання, а фактично являє собою ймовірність бітової помилки.

Якість цифрового тракту за критерієм помилок поділяють на три категорії:

- I. Нормальна, якщо  $BER < 10^{-6}$ ;
- II. Понижена,  $10^{-3} \leq BER \leq 10^{-6}$ ;
- III. Незадовільна, якщо  $BER \geq 10^{-3}$ .

Параметр BER придатний для оцінки якості передачі, якщо в тракті переважають випадкові поодинокі помилки. Для випадків, коли потік бітових помилок може утворювати пакети, рекомендація ITU-T G.821 встановлює параметри помилок на часовому інтервалі:

- секунда з помилками - період в одну секунду, протягом якого спостерігалася хоча б одна помилка;
- секунди, уражені помилками - період в одну секунду, протягом якого коефіцієнт помилок був більш  $10^{-3}$ ;
- коефіцієнт помилок по секундах з помилками - відношення числа секунда з помилками до загального числа секунд в період готовності протягом фіксованого інтервалу вимірювань;
- коефіцієнт помилок по секундах, уражених помилками-відношення числа секунд, уражених помилками до загального числа секунд в період готовності протягом фіксованого інтервалу вимірювань.

Однак, оскільки розрахунок інформаційних можливостей DWDM системи заснована на методиці Шеннона для дискретного каналу зв'язку, яка передбачає використання показників достовірності, як основних показників якості. Надалі під показниками якості будуть вважатися ймовірність символної помилки та ймовірність бітової помилки каналу [99].

Розглянемо методику розрахунку показників достовірності у волоконно-оптичній системі з технологією ущільнення каналів за довжиною хвилі після побудови моделі системи.

#### ***6.1.4.1. Побудова моделі волоконно-оптичного каналу системи з технологією DWDM***

DWDM система представляє собою сукупність складних технічних пристроїв, засобів та рішень, які спрямовані на організацію великої кількості каналів зв'язку у одному оптичному волокні.

При побудові методики розрахунку показників якості у системі з мультимплексуванням за довжиною хвилі, а саме показників якості, використовується спрощена модель DWDM системи, яка зображена на рис. 6.20.

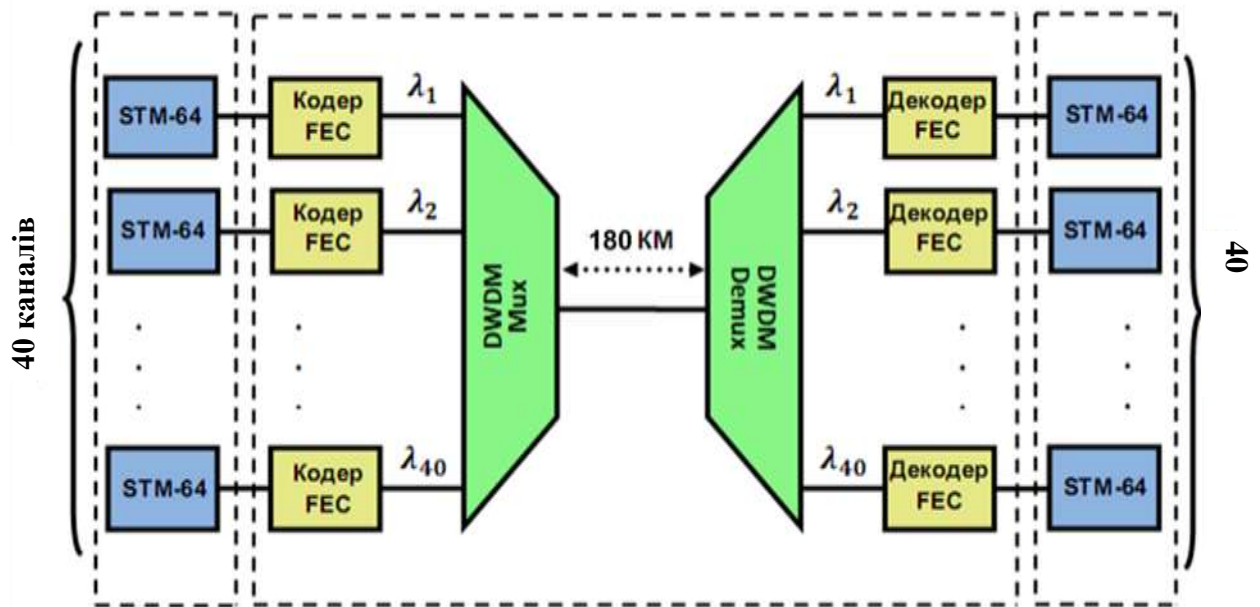


Рис.6.1. Спрощена схема DWDM системи

Розглянемо основні елементи волоконно-оптичної телекомунікаційної DWDM системи. Безумовно, основними компонентами системи є оптичний мультимплексор та демультимплексор, які вирішують задачі об'єднання оптичних сигналів, рознесених за довжиною хвилі, на передаючій стороні, та зворотне розподілення на приймальній стороні відповідно. Оптичне мультимплексування і демультимплексування засноване на комбінованих або розташованих послідовно один за одним вузькосмугових фільтрах. Зокрема, для фільтрації застосовують тонкоплівкові фільтри, волоконні або об'ємні брегговських дифракційні ґрати, зварні біконічні волоконні розгалужувачі, фільтри на основі рідких кристалів, пристрої інтегральної оптики (матриці фазових хвилеводних дифракційних ґрат або фазари) [126].

Джерелами інформації, у спрощеній моделі, виступають цифрові потоки технології SDH рівня STM-64, швидкість якого становить 10 Гбіт/с. У моделі представлені 40 джерел інформації. Інформація, яка надійшла з

кожного джерела, передається на відповідній довжині хвилі, тобто кожне джерело працює на своїй частоті [29].

Розглянемо основні параметри оптичного інтерфейсу STM-64 (Таблиця 6.2.).

Табл. 6.2

### Основні параметри оптичного інтерфейсу STM-64

Довжина хвилі, нм	1285 - 1330 1530 – 1565
Бітова швидкість, Гбіт/с	10
Код	NRZ
Тип джерела	SLM - лазер

У передавальній частині кожного оптичного тракту включається FEC кодер, на вхід якого надходить цифровий потік технології SDH рівня STM-64.

Пряма корекція помилок (англ. Forward Error Correction, FEC) - техніка кодування/декодування, що дозволяє виправляти помилки методом попередження. Застосовується для виправлення збоїв і помилок при передачі даних, шляхом передачі надлишкової службової інформації, на основі якої може бути відновлена первинний зміст повідомлення.

У зазначеному кодері до потоку додаються обчислені надлишкові біти, за допомогою яких здійснюється кодування. На виході кодера FEC виходить закодований цифровий потік, який передавався з більш високою швидкістю передачі. На приймальній стороні в оптичні тракти включається FEC декодер, який виявляє і виправляє помилки, що виникли в цифровому потоці при його передачі по оптичному тракту, знімає введену кодером надлишковість і відновлює прийнятий цифровий потік закодований кодером на протилежному кінці оптичного тракту [68].

Вищеописана система може бути представлена у вигляді базової моделі дискретного каналу зв'язку. (див. Рис.6.2)

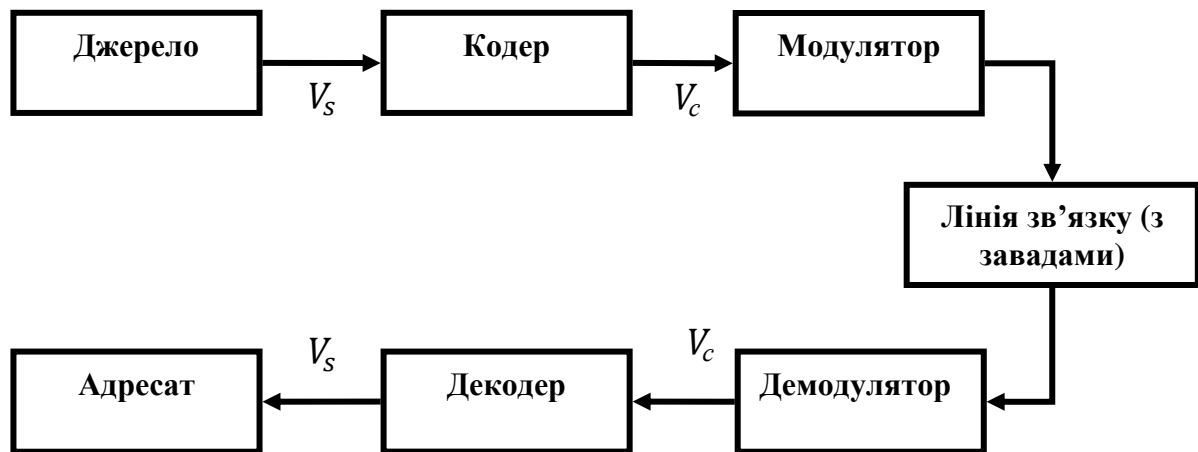


Рисунок 6.2. Базова модель дискретного каналу зв'язку.

Відповідно  $V_s$  та  $V_c$  – швидкості передачі даних у каналі зв'язку до і після кодера/декодера.

Вихідними даними для моделі DWDM системи виступають характеристики наведені у таблиці 6.1.

Найважливішим параметром в технології DWDM безперечно є відстань між сусідніми каналами. Частотне рознесення каналів стандартизується. Сектор по стандартизації телекомунікацій ITU-T затвердив частотний план DWDM з відстанню між сусідніми каналами 100 ГГц, що відповідає  $\Delta\lambda=0.8$  нм. Рівномірний розподіл каналів дозволяє оптимізувати роботу хвильових конвертерів, перебудовою лазерів та інших пристроїв повністю оптичної мережі, а також дозволяє легше нарощувати мережу. З таблиці видно, що в С діапазоні (1528-1560 нм) можна розмістити до 40 окремих каналів, кожен зі швидкістю 10 Гбіт / с.

При побудові моделі розрахунки ведуться для волокна стандарту G.652 (на прикладі Coming SM F-28E). Оптичне волокно SMF-28E повністю відповідає стандарту ITU-T G.652. Воно розроблено компанією Corning з метою досягнення кращих параметрів роботи в міських мережах та мережах доступу.

Звернемо увагу на те, що при побудові моделі не використовуються підсилювачі. Це пов'язано з тим, що розглядається одна секція лінії передачі, а також з причини того, що підсилювачі не мають істотного впливу на алгоритм обчислення інформаційних можливостей каналу технології DWDM, а лише вносять значне ускладнення в математичну модель каналу.

#### ***6.1.4.2. Методика розрахунку показників достовірності волоконно-оптичного каналу системи з технологією DWDM***

У відповідності до побудованої спрощеної моделі DWDM системи, у розроблена методика для розрахунку наступних показників достовірності:

1. Ймовірність символної помилки на приймальній стороні до демодулятора ( $p_S$ );
2. Ймовірність бітової помилки на приймальній стороні після демодулятора до декодера ( $p_B$ , або BER);
3. Ймовірність бітової помилки на приймальній стороні після демодулятора та після декодера прямої корекції помилок ( $p_{BFEC}$ , або  $BER_{FEC}$ ).

Ймовірність помилки у каналі зв'язку напряму залежить від енергетичних характеристик. Енергетичною характеристикою каналу, яка визначає відповідність, чи не відповідність показників якості каналу встановленим нормам, виступає такий показники, як відношення сигнал/шум. Стосовно DWDM використовується термін оптичного відношення сигнал/шум, який визначається відношенням потужності оптичного сигналу до потужності шумів, які виникають у каналі.

$$OSNR = \frac{P_c}{P_{ш}}. \quad (6.20)$$

Тобто, чим більше відношення сигнал/шум у каналі, тим менша ймовірність виникнення помилки і тим більша якість передачі даних.

Методика розрахунку енергетичних показників каналу наведена у попередньому розділі.

Методика розрахунку ймовірності символної та бітової помилки заснована на визначенні Q-фактора. Q-фактор описує результуючий вплив усіх видів шумів на око-діаграмі сигналу за допомогою чотирьох найважливіших параметрів: рівнів фотоструму  $I_0$ ,  $I_1$ , які відповідають нульовому і одиничному значенням сигналу з шумом, і їх середньоквадратичних відхилень  $\sigma_0$  і  $\sigma_1$  (Рис.6.3) [46].

Q-фактор визначається за формулою:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1}. \quad (6.4)$$

У припущенні гаусовського розподілу шуму встановлення значення прийнятого біта має наступне формулювання. Фотострум для бітів 1 і 0 є вибіркою гаусівської змінної з середніми значеннями  $I_0$  і  $I_1$  і варіаціями  $\sigma_0$  і  $\sigma_1$ , а приймач повинен вирішувати, чи є переданий біт 1 або 0. При цьому існує багато можливих правил прийняття рішень, які можуть бути реалізовані в фотоприймачі з метою зменшення коефіцієнта бітових помилок.

Приймаючи, що значення  $I_1$  визначається потужністю сигналу, а значення  $I_0$  - потужністю перешкоди, Q-фактор можна виразити через співвідношення сигнал/шум оптичного сигналу:

$$OSNR = \frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{I_1}{I_0}. \quad (6.5)$$

Таким чином Q-фактор розраховується за формулою [46]:

$$Q = \frac{2 \cdot OSNR \cdot \sqrt{\frac{B_0}{B_e}}}{1 + \sqrt{(1 + 4OSNR)}}; \quad (6.6)$$

де  $B_e$ - смуга частот електричного фільтра фотоприймача, МГц,

$B_0$ - смуга спектра оптичного сигналу, МГц.

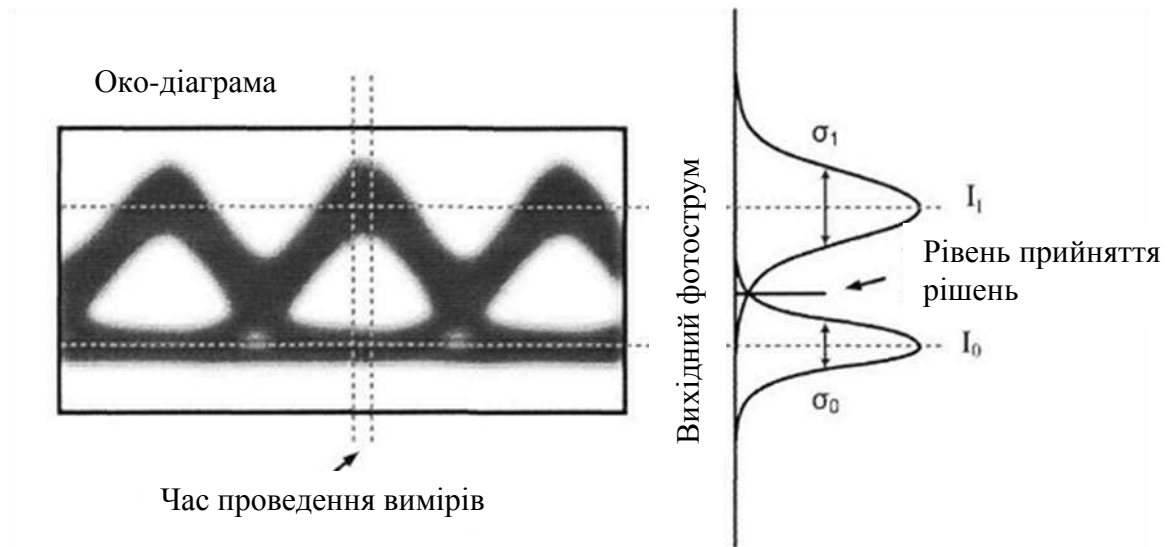


Рис. 6.3. Око-діаграма та модельна схема гаусівських розподілів

Для обраної моделі оптоволоконної системи, ймовірність символної помилки і ймовірність бітової помилки рівні, оскільки використовується бінарна амплітудна маніпуляція BASK. Обчислюється ймовірність бітової помилки BER (англ. Bit Error Rate) на підставі енергетичного параметра системи Q-фактора.

$$p_s = p_b = \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} \cdot e^{\frac{-Q^2}{2}}. \quad (6.7)$$

Для побудови методики розрахунку ймовірності бітової помилки на приймальній стороні після демодулятора та після декодера прямої корекції помилок ( $p_{bFEC}$ , або  $BER_{FEC}$ ), розглянемо випадок коли у якості FEC коду використовується завадостійкий код Ріда-Соломона.

Завадостійкими називаються коди, що дозволяють виявляти і (або) виправляти помилки в кодових комбінаціях сигналів, які виникають при їх передачі. Застосування методу FEC надає можливість відновлювати прийняті кодові комбінації сигналів при погіршенні відношення сигнал/шум. Це підвищує припустимий коефіцієнт BER в оптичному тракті, тобто забезпечує зменшення граничного значення відносини сигнал/шум на виході оптичного тракту і збільшення його енергетичного бюджету.



Код Ріда-Соломона - це дуже ефективний і зручний в реалізації  $(k, n)$ -блочний код, що дозволяє виявляти і виправляти помилки в байтах. Вхідним словом для нього є блок з  $k$  байтів, вихідним - кодове слово з  $n$  байтів, що складається з  $k$  вихідних і  $(n - k)$  перевірочних байтів. При цьому гарантовано, що при декодуванні в кодовому слові будуть виявлені і виправлені  $t = \frac{(n-k)}{2}$  байтів незалежно від їх розташування всередині кодового слова. Параметр  $t$  носить назву коректуючої здатності коду. Швидкість коду визначається відношенням  $V_{\text{коду}} = \frac{k}{n}$  і характеризує надмірність  $Q_{\text{изб}} = (1 - V_{\text{коду}}) \cdot 100\%$ , що вводиться при кодуванні [79].

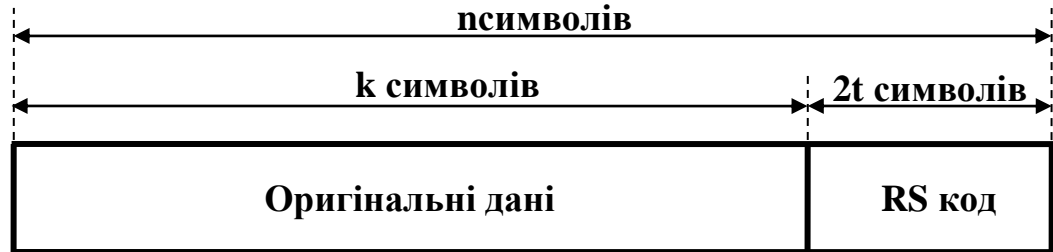


Рис .6.4. Блок даних на виході кодера Ріда-Соломона RS  $(n, k)$

Розглянемо і проаналізуємо вплив кодів Ріда-Соломона на функції ймовірності бітової і символної помилки від енергетичного параметра каналу передачі даних Q-фактора.

Порівняємо ймовірність бітової помилки в системі з FEC кодуванням та без.

Ймовірність бітової помилки на приймальній стороні після демодулятора та після декодера прямої корекції помилок ( $p_{bFEC}$ , або  $BER_{FEC}$ ) визначається виразом:

$$p_{bFEC} = \frac{2^{m-1} \cdot \left[ \sum_{i=1+t}^n \left[ \binom{i+t}{n} \cdot \left[ \frac{n!}{(n-1)!i!} \right] \cdot (p_b)^i \cdot (1 - p_b)^{n-i} \right] \right]}{2^m - 1}. \quad (6.8)$$

Розглянемо вплив різних типів кодів Ріда-Соломона на ймовірність бітової помилки шляхом побудови порівняльної таблиці та графіків.

Не важко зробити висновок, що чим більше службових символів додається до блоку оригінальної інформації, тим більша коректуюча здатність коду і тим менша ймовірність помилки у каналі.

Підставивши вихідні данні, розрахуємо показники достовірності у системі.

Розраховуємо значення Q-фактору:

$$Q = 6.171. \quad (6.9)$$

Тоді ймовірність символної помилки:

$$p_s = 3.38 \cdot 10^{-10}. \quad (6.10)$$

Прийнявши до уваги, що у системі використовується BASK модуляція, можемо знайти ймовірність бітової помилки на вході FEC декодера:

$$p_b = 3.38 \cdot 10^{-10}. \quad (6.11)$$

Згідно моделі, у системі використовується код Ріда-Соломона RS(127,125), ймовірність бітової помилки на виході FEC декодера становить:

$$p_{b \text{ FEC}} = 1.09 \cdot 10^{-17}. \quad (6.12)$$

Як бачимо використання коду прямої корекції помилок дає значну перевагу, ймовірність бітової помилки зменшується на кілька порядків.

Однак слід пам'ятати, що використання кодів прямої корекції помилок у система, з високим рівнем достовірності ( $p_b \leq 10^{-9}$ ) є нераціональним, оскільки вимагає використання складних технічних рішень та використання значних матеріальних ресурсів, при тому що ймовірність бітової помилки порядку  $10^{-9}$  є достатньою для забезпечення високої якості функціонування системи. Використання кодів Ріда-Соломона доцільно у системах з ймовірністю бітової помилки  $10^{-6} \leq p_b \leq 10^{-3}$ .

Табл. 6.3

**Значення ймовірності бітової помилки при різному енергетичному  
бюджеті лінії і типах коду Ріда-Соломона**

		BER з використанням FEC					
Q, дБ	BER без FEC	RS (31,25)	RS (31,29)	RS (63,51)	RS (63,59)	RS (127,103)	RS (127,125)
Швидкість коду		0.81	0.935	0.81	0.936	0.81	0.984
1	0.159	0.1504	0.106	0.176	$9.26 \cdot 10^{-2}$	0.1219	$8.58 \cdot 10^{-2}$
2	0.023	$9.951 \cdot 10^{-3}$	$1.37 \cdot 10^{-2}$	$3.65 \cdot 10^{-3}$	$1.487 \cdot 10^{-2}$	$6.68 \cdot 10^{-3}$	$1.5 \cdot 10^{-2}$
3	$1.35 \cdot 10^{-3}$	$1.139 \cdot 10^{-5}$	$1.4 \cdot 10^{-4}$	$1.42 \cdot 10^{-8}$	$1.5 \cdot 10^{-4}$	$2.332 \cdot 10^{-9}$	$2.12 \cdot 10^{-4}$
4	$3.67 \cdot 10^{-5}$	$5.63 \cdot 10^{-10}$	$1.93 \cdot 10^{-7}$	$7.197 \cdot 10^{-17}$	$1.36 \cdot 10^{-7}$	$1.125 \cdot 10^{-19}$	$1.62 \cdot 10^{-7}$
5	$2.867 \cdot 10^{-7}$	$2.13 \cdot 10^{-15}$	$4.9 \cdot 10^{-11}$	$2.17 \cdot 10^{-27}$	$1.97 \cdot 10^{-11}$	$9.62 \cdot 10^{-33}$	$1.76 \cdot 10^{-11}$
6	$9.86 \cdot 10^{-10}$	$6.68 \cdot 10^{-22}$	$2.3 \cdot 10^{-15}$	$5.35 \cdot 10^{-40}$	$4.63 \cdot 10^{-16}$	$1.847 \cdot 10^{-48}$	$2.943 \cdot 10^{-16}$

**Залежність BER від Q-фактора для різних RS кодів**

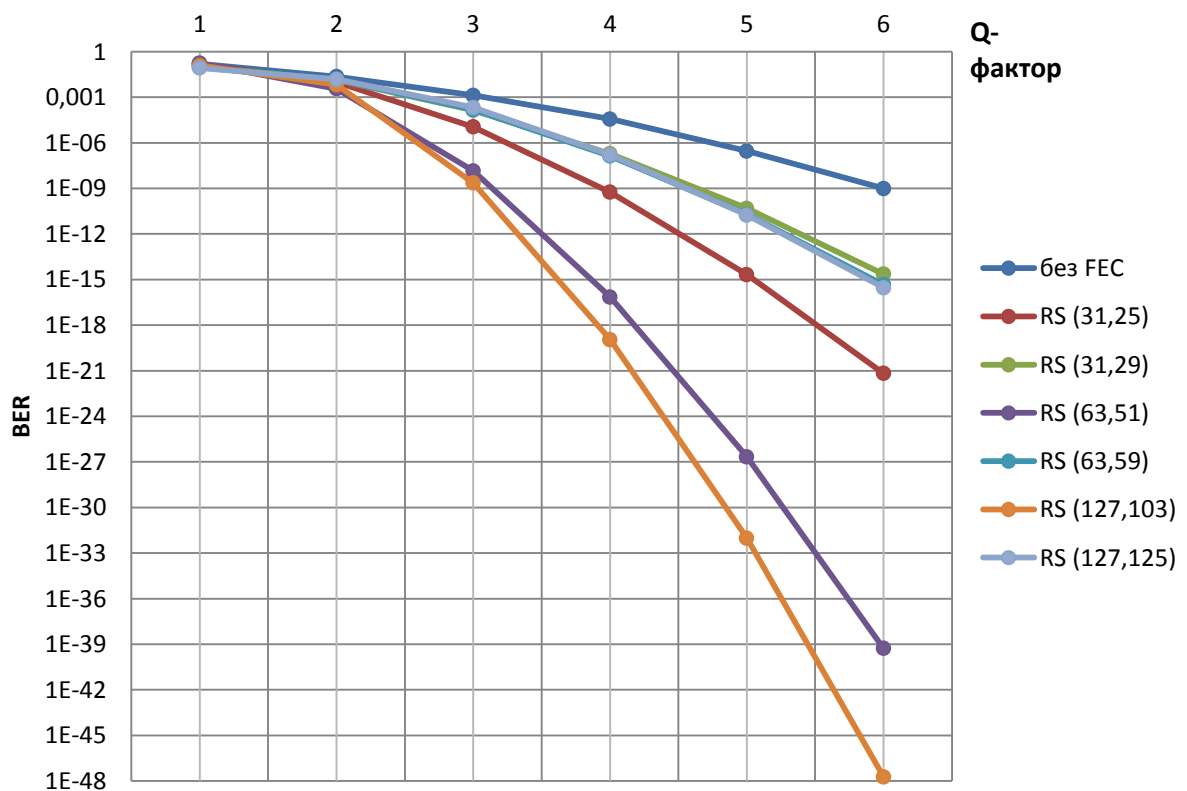


Рис.6.5. Залежність ймовірності бітової помилки від енергетичного бюджету лінії при різних типах коду Ріда-Соломона

### **6.1.5. Методика розрахунку інформаційних можливостей волоконно-оптичного каналу системи з технологією DWDM**

Під інформаційними можливостями каналу слід розуміти можливості каналу зв'язку передавати сигнали з закладеними інформаційними властивостями при дії обмежень, що накладаються на канал. Інформаційні властивості сигналу визначають можливості електричного сигналу переносити певний обсяг інформації.

Спираючись на побудовану раніше модель волоконно-оптичної системи з технологією розподілення каналів за довжиною хвилі, розділ містить методики розрахунку пропускної здатності та продуктивності.

Методика розрахунку передбачає наступні основні напрями дослідження:

1. Визначення основних етапів перетворення сигналів при передачі у системі;
2. Визначення ресурсів системи на фізичному рівні моделі OSI;
3. Розрахунок енергетичних характеристик каналу зв'язку;
4. Розрахунок показників достовірності у системі;
5. Розрахунок показників інформаційних можливостей каналу зв'язку [25].

#### ***6.1.5.1. Методика розрахунку пропускної здатності цифрової волоконно-оптичної DWDM системи***

У основі методики розрахунку пропускної здатності цифрової волоконно-оптичної DWDM системи закладена методика Шеннона для дискретного каналу зв'язку.

Кількісною мірою інформації, переданої по дискретному каналу зв'язку є взаємна інформація  $I(X, Y)$ , яка припадає на один канальний символ. Її обсяг залежить від імовірності, зумовленої помилковим або безпомилковим прийомом канальних символів.

Під пропускнуою здатністю «С» такого каналу слід розуміти найбільшу середню взаємну інформацію  $I(X, Y)$ , яка може бути передана по каналу при передачі одного канального символу [82]:

$$C = \max I(X, Y) = \max \left| \sum_{p_i} p_i \log(p_i) \right|. \quad (6.13)$$

Максимальна кількість інформації, яке може бути передано по каналу в одиницю часу визначається виразом:

$$C_V = \max I_c = C * V_c. \quad (6.14)$$

У випадку, якщо канал зв'язку є двійковим симетричним каналом без пам'яті (прийом символу якого не залежить від попередніх символів), то при середній ймовірності помилки  $p_{\text{пом}}$  помилкового прийому канального символу, пропускну здатність виявляється рівною:

$$C = 1 - H(p_{\text{пом}}), \quad (6.15)$$

де  $H(p_{\text{пом}})$  - ентропія, невизначеність випадкової величини, що приймає значення « $p_{\text{пом}}$ ». Цією величиною виступають значення канальних символів «1» або «0», реєстровані демодулятором вірно чи невірно і мають рівні апріорні ймовірності появи в каналі, рівні 0.5.

Ентропія визначається виразом [82]:

$$H(p_{\text{пом}}) = -\{p_{\text{пом}} \log(p_{\text{пом}}) + (1 - p_{\text{пом}}) \log(1 - p_{\text{пом}})\}. \quad (6.16)$$

Таким чином отримана формула Шеннона для оцінки пропускну здатності цифрового каналу зв'язку з дискретним джерелом інформації:

$$C_{\text{ц(д)}} = V_c(1 + (1 - p_{\text{пом}}) \log(1 - p_{\text{пом}}) + p_{\text{пом}} \log(p_{\text{пом}})). \quad (6.17)$$

Першим кроком методики є визначення перетворень сигналу при передачі від джерела інформації до одержувача. Оскільки згідно побудованої моделі джерелами інформації виступають потоки ієрархії SDH, а саме STM-64, оптичний сигнал, який надходить з каналів STM-64, надходить до транспондери, переноситься на несучу частоту одного із оптичних каналів системи DWDM, після чого надходить на мультиплексор, який ущільнює

оптичні канали за довжиною хвилі і передає сукупний лінійний сигнал у єдине оптоволокно. Моделлю визначено використання BASK модуляції з NRZ кодуванням. Також слід зазначити, що система використовує FEC кодування, з використанням кодів Ріда-Соломона з надлишковістю, що призводить до збільшення швидкості передачі даних у каналі.

Другим кроком є визначення ресурсів системи на фізичному рівні моделі OSI. Ресурсами виступають полоса частот кожного каналу, та потужність оптичного сигналу, яка поступає у канал. Несуча частот кожного каналу, та частотне рознесення між каналами DWDM системи визначені рекомендацією ITU. Вхідна потужність оптичного сигналу визначається типом передавача та типом оптичного волокна.

Третій етап передбачає розрахунок енергетичних показників каналів, а саме знаходження значення потужності сигналу та потужності завади у точці прийому, і як результат відношення сигнал/шум. Для визначення пропускної здатності точкою прийому слід вважати вхід демодулятора.

На четвертому етапі проводиться розрахунок показників достовірності каналу. Для розрахунку пропускної здатності системи показником достовірності буде виступати значення ймовірності символної помилки у каналі.

На п'ятому етапі проводиться розрахунок пропускної здатності з урахуванням перерахованих вище особливостей.

Остаточний вираз для розрахунку пропускної здатності каналу [126]:

$$C_{ц(д)} = V_c(1 + (1 - p_s) \log(1 - p_s) + p_s \log(p_s)), \quad (6.18)$$

де  $V_c$  - швидкість передачі даних у каналі,  $p_s$  - ймовірність символної помилки у каналі зв'язку.

Згідно побудованої моделі, при розрахунку пропускної здатності, слід враховувати перетворення сигналу у кодері прямої корекції помилок. Кодер додає службові біти до інформаційного потоку джерела. Типом коду визначено кількість надлишкових біт, яка визначається швидкістю коду.

Для коду RS(127,125) розрахуємо швидкість у каналі DWDM системи:

$$V_{\text{коду}} = \frac{125}{127} = 0.984, \quad (6.19)$$

$$V_C = \frac{V_S}{V_{\text{коду}}} = 10.1626, \quad \frac{\text{Гбіт}}{\text{с}}. \quad (6.20)$$

Розрахована раніше ймовірність символної помилки у каналі складає:

$$p_S = 3.38 \cdot 10^{-10}. \quad (6.21)$$

Таким чином, підставивши отримані значення у вираз для розрахунку пропускної здатності каналу системи, отримаємо:

$$C_{\text{Ц(Д)}} = 10.15999, \frac{\text{Гбіт}}{\text{с}}. \quad (6.22)$$

Таким чином пропускна здатність системи складає:

$$C_{\Sigma} = C_{\text{Ц(Д)}} \cdot N, \quad (6.23)$$

$$C_{\Sigma} = 406.4, \frac{\text{Гбіт}}{\text{с}}. \quad (6.24)$$

Побудуємо залежності пропускної здатності каналу системи від довжини лінії, при різних значеннях вхідної потужності:

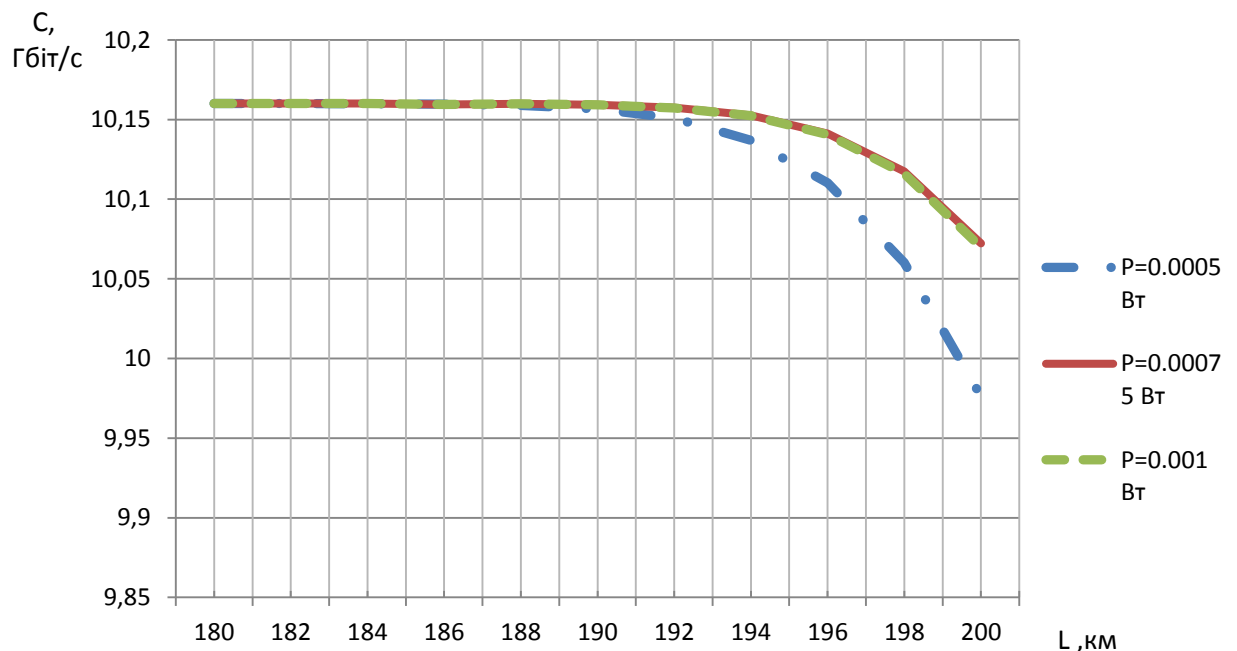


Рис.6.6. Залежність пропускної здатності каналу від довжини лінії, при різних значення вхідної потужності

Бачимо, що зі збільшенням відстані передачі, значення пропускну здатності зменшуються, це пов'язано з тим фактом, що з відстанню, через вплив великої кількості факторів, зменшується значення енергетичного показника – відношення сигнал/шум. Зменшення значення енергетичного показника є причиною зменшення показника достовірності прийому інформації. Залежність значення пропускну здатності системи від вхідної потужності не є постійно зростаючою чи спадаючою функцією. Це пояснюється тим, що зі збільшенням вхідної потужності збільшується вплив нелінійних ефектів, та збільшується потужність завад у каналі, і як результат може не відбуватися збільшення відношення сигнал/шум.

#### ***6.1.5.2.Методика розрахунку продуктивності цифрової волоконно-оптичної DWDM системи***

Методика розрахунку продуктивності цифрової волоконно-оптичної DWDM системи має у своїй основі методику Шеннона для дискретного каналу зв'язку [126].

На першому кроці визначення етапів перетворення сигналу при передачі від джерела (потoku STM-64) до адресату слід зазначити, що оптичний сигнал після переносу за допомогою транспондери, на частоту несучої одного з каналів DWDM системи потрапляє до мультиплексору, де об'єднується з сигналами інших каналів у загальний лінійний сигнал, а на приймальній стороні проходить зворотну процедуру, на демультимплексорі. Моделлю визначено використання BASK модуляції з NRZ кодуванням. До інформаційного потоку джерела додається службова інформація FEC коду Ріда-Соломона, тобто цей код вводить надлишковість. На приймальній стороні FEC декодер знімає надлишковість. Застосування FEC кодів зменшує ймовірність бітової помилки у каналі.



На другому кроці визначаються ресурси системи на фізичному рівні моделі OSI. Для розрахунку продуктивності розглядаються такі ресурси, як полоса частот виділена для кожного каналу та потужність оптичного сигналу, яка надходить у волокно. Несуча частот кожного каналу, та частотне рознесення між каналами DWDM системи визначені рекомендацією ITU. Вхідна потужність оптичного сигналу визначається типом передавача та типом оптичного волокна.

Третій етап передбачає розрахунок енергетичних показників каналів, а саме знаходження значення потужності сигналу та потужності завади у точці прийому, і як результат відношення сигнал/шум. Для визначення продуктивності джерела точкою прийому слід вважати вихід FEC декодера.

На четвертому етапі проводиться розрахунок показників достовірності каналу. Для розрахунку продуктивності слід розглядати ймовірність бітової помилки у каналі на виході FEC декодера.

На п'ятому етапі проводиться розрахунок продуктивності з урахуванням перерахованих вище особливостей.

Запишемо остаточний вираз для розрахунку продуктивності каналу [126]:

$$R_{ц(д)} = V_S (1 + (1 - p_{b\text{ FEC}}) \log(1 - p_{b\text{ FEC}}) + p_{b\text{ FEC}} \log(p_{b\text{ FEC}})) , \quad (6.25)$$

де  $V_S$ - швидкість передачі даних джерела інформації,  $p_{b\text{ FEC}}$ - ймовірність бітової помилки на приймальній стороні, після FEC декодера.

У виразі для розрахунку продуктивності, визначальними параметрами виступають швидкість передачі даних джерела, та ймовірність бітової помилки після декодера прямої корекції помилок.

Оскільки, джерелом інформації виступає потік STM-64, його швидкість регламентована міжнародними організаціями галузі телекомунікацій і становить 10 Гбіт/с.

Тобто:

$$V_S = 10, \quad \frac{\text{Гбіт}}{\text{с}}. \quad (6.26)$$

Ймовірність бітової помилки розрахована вище і становить:

$$p_{b\text{ FEC}} = 1.09 \cdot 10^{17}. \quad (6.27)$$

Таким чином продуктивність джерела інформації DWDM системи розрахована:

$$R_{\text{Ц(Д)}} = 9.99999, \quad \frac{\text{Гбіт}}{\text{с}}. \quad (6.28)$$

Загальна продуктивність системи складе:

$$R_{\Sigma} = 399,996, \quad \frac{\text{Гбіт}}{\text{с}}. \quad (6.29)$$

Побудуємо залежності пропускної здатності каналу системи від довжини лінії, при різних значеннях вхідної потужності:

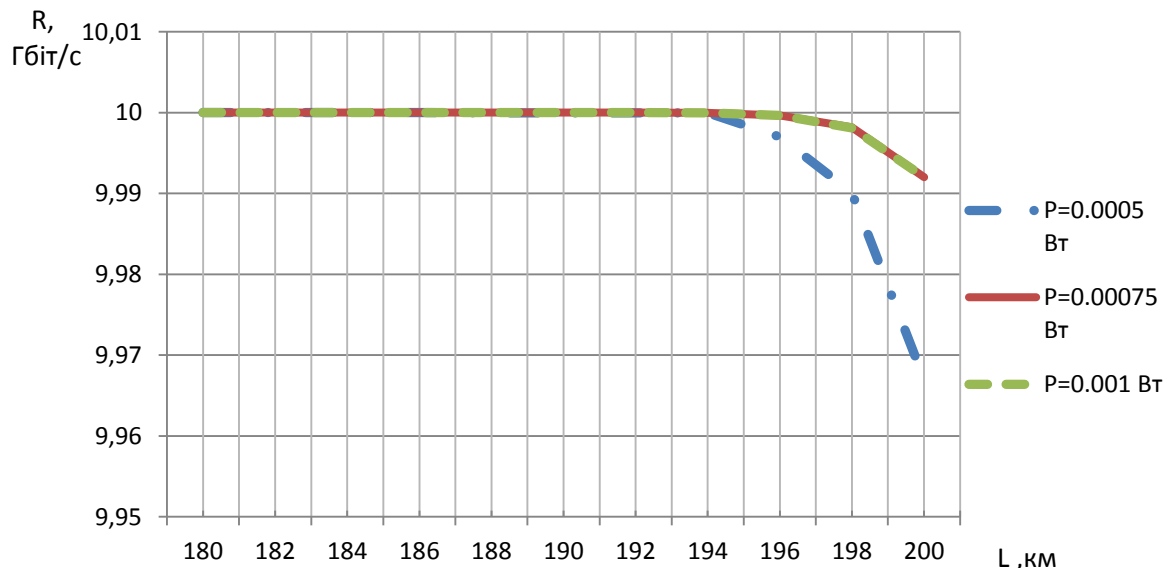


Рис.6.7. Графік залежності продуктивності каналу від довжини лінії, при різних значення вхідної потужності

Зменшення значення продуктивності зі збільшенням відстані також пов'язана зі зменшенням відношення сигнал/шум у системі. Вплив нелінійних ефектів та погонного загасання волокна призводить до втрати все більшої потужності сигналу під час розповсюдження по волокну. Більш різкий спад графіків залежності продуктивності ніж залежності пропускної здатності від відстані пояснюється тим, що продуктивність є функцією від бітової помилки після демодулятора. Зі зменшенням відношення сигнал/шум — збільшується

ймовірність символної помилки системи, однак код Ріда-Соломона виправляє деяку кількість помилок і підтримує достовірність на високому рівні, проте настає момент коли відношення сигнал/шум стає настільки малим, що код Ріда-Соломона майже не вносить поліпшення до якісних показників системи.

## **6.2. Стратегії передачі інформації на основі супутникової технології PES**

### **6.2.1. Принципи передавання інформації в супутникових системах з технологією PES**

Супутникові системи зв'язку є ще одним прикладом реалізації мультисервісних телекомунікаційних систем, які забезпечують користувача такими сервісами, як голосовий зв'язок, передача даних та відео.

Особливістю використання таких систем є можливість задовольнити сценарну концепцію для користувача в рамках специфічної просторової компоненти, наприклад високо в горах чи на безлюдному острові. Там, де інші види зв'язку не можливо реалізувати насамперед на фізичному рівні (протягти опто-волокно, розгорнути базові станції мобільного зв'язку), супутникові системи працюють на належному рівні.

В даному підрозділі пропонується стратегія передачі інформації на основі супутникової технології PES (Personal Earth Station)

Основними компонентами системи PES є центральна ЗС (Hub) і абонентська ЗС типу VSAT (Very Small Aperture Terminal).

Центральна ЗС має велику ефективну ізотропно-випромінювальну потужність (цей параметр враховує коефіцієнт посилення антени і потужність передавача) і високу добротність на прийом, що дозволяє застосовувати на абонентських ЗС антени малого діаметра (1,0 ... 2,4 м) і малопотужні приймачі (0,5 ... 2 Вт). Це значно знижує вартість абонентської ЗС [44].

Весь обмін даними між абонентськими ЗС в мережі здійснюється тільки через центральну ЗС. Потік даних від абонентської до центральної ЗС будемо називати вхідним потоком (Inroute), а потік даних від центральної до абонентської ЗС - вихідним потоком (Outroute). Для вхідних і вихідних потоків виділені різні смуги частот, і використовуються різні методи поділу каналу.

Система розбита на призначені для користувача групи, рознесені по частоті. Для однієї користувальницької групи передбачений один вихідний і кілька (не більше 31) входних потоків. Всередині одного вхідного потоку здійснюється багатостанційний доступ з часовим поділом. Управління перемиканням абонентських ЗС між цими потоками проводиться програмно з центральної ЗС.

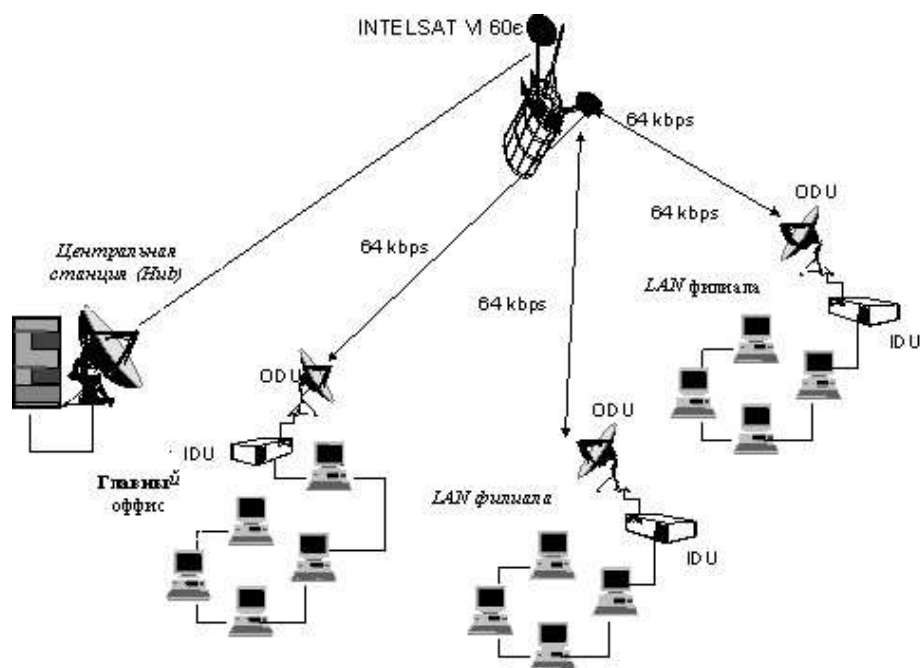


Рис. 6.8. Структура мережі супутником системи PES

### *Організація доступу до каналу в вихідному потоці*

Передача пакетів в вихідному потоці відбувається в режимі часового мультиплексування (TDM). Вихідний потік розбивається на суперфрейми тривалістю 360 мс, які містять по 8 фреймів тривалістю 45 мс. Спочатку кожного суперфрейма надсилається заголовок, застосований для

синхронізації абонентських ЗС і їх управління. Для передачі пакетів реального часу або мови використовуються початкові фрейми суперфрейма.

Загальна швидкість даних в вихідному потоці може становити 128 Кбіт / с при величині фрейму 729 байт і 512 Кбіт/с при величині фрейму 2880 байт [28].

#### *Організація доступу до каналу у вхідному потоці*

Передача пакетів у вхідному потоці здійснюється в режимі многостанционного доступу з часовим поділом каналу (TDMA).

Вхідний потік, точно також як і вихідний, підрозділяється на суперфрейми і фрейми тривалістю відповідно 360 і 45 мс. Фрейм рівномірно розділений на слоти, величина яких змінюється в залежності від швидкості передачі даних у вхідному потоці. Передача даних між портами абонентських ЗС проводиться в формі посилок. Одна посилка займає ціле число слотів і містить один або кілька пакетів даних, кожен з яких адресується до одного з портів абонентської ЗС. Посилка починається з преамбули, що містить довжину посилки, адресну і управляючу інформацію. Розмір посилки може змінюватися, проте він не повинен перевищувати розміру рамки. У кожному фреймі поділяють зони для різних методів доступу, що містять ціле число слотів [28].

#### *Протокол супутникового каналу*

В системі PES застосовується власний супутниковий протокол канального рівня - ODLC (Optimum Data Link Control). Він був спеціально розроблений для використання в супутникової мережі персональних ЗС і забезпечує надійну передачу даних усередині неї. ODLC підтримує конфігурацію "точка - точка", багатоточечную конфігурацію і режим широкомовлення (broadcast).

Протокол ODLC вирішує наступні завдання:

- встановлення та роз'єднання з'єднання між центральною ЗС і портом абонентської ЗС;
- передача пакетів даних користувача в правильній послідовності;

- розпізнавання і виправлення помилок передачі;
- управління потоком даних [104].

### 6.2.2. Дослідження енергетичних характеристик супутникової лінії

Для розрахунку енергетики радіоліній задамося вихідними даними. Виберемо в якості використовуваного ШСЗ супутник INTELSAT 904 (60,0 ° східної довготи). Це геостаціонарний супутник, два промені якого в Ku-діапазоні покривають України. Технічна специфікація супутника наведена в таблиці 6.9, зони покриття - на малюнках 6.9 і 6.10.

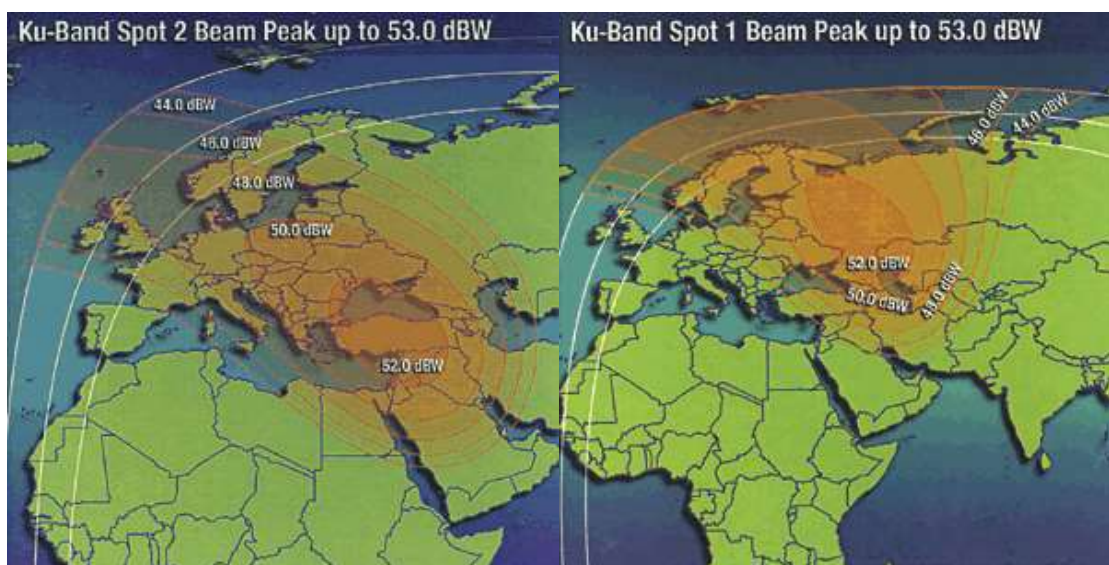


Рис. 6.9. Зони покриття вузьких променів, Ku-діапазон



Рис. 6.10. Зони покриття, С-діапазон

1. Глобальний промінь, 2. Полуглобальний промінь, 3. Зонові промені

Табл. 6.4

## Технічні характеристики супутника

Контрактор	Space Systems/Loral
Платформа	1300
Мінімально гарантований строк служби	13 років
Гарантована потужність (на кінець строка служби)	8 кВт
Корисне навантаження	
<b>Кількість транспондерів (в перерахунку на еквівалент ширини смуги в 34 МГц)</b>	
С-діапазона	76
Ки-діапазона	22
<b>Поляризація:</b>	
С-діапазон	Кругова
Ки-діапазон	Лінійна
<b>Робочий діапазон:</b>	
<i>Up-link</i>	
С-діапазон	5850-6425 МГц
Ки-діапазон	14,00-14,50 ГГц
<i>Down-link</i>	
С-діапазон	3625-4200 МГц
Ки-діапазон	10,95-11,20 ГГц; 11,45-11,70 ГГц
<b>EIRP down-link променів:</b>	
<i>Глобальний промінь:</i>	
На краю зони покриття	31,0 дБВт
В центрі зони покриття	35,8 дБВт
<i>Полуглобальний промінь:</i>	
На краю зони покриття	37,0 дБВт
В центрі зони покриття	45,5 дБВт
<i>Зональні промені:</i>	
На краю зони покриття	35,1 дБВт
В центрі зони покриття	47,8 дБВт
<i>Добротність:</i>	
Глобальний промінь	-11,2 — -5,6 дБ/К
Полуглобальний промінь	-6,6 — +2,0 дБ/К
Зональний промінь	-5,5 — +5,4 дБ/К
Вузький промінь 1	вище +9,0 дБ/К
Вузький промінь 2	вище +9,0 дБ/К
<b>SFD Range:</b>	
С-діапазон	-89,0 — -67,0 дБВт/м2
Ки-діапазон	-87,0 - -69,0 дБВт/м2

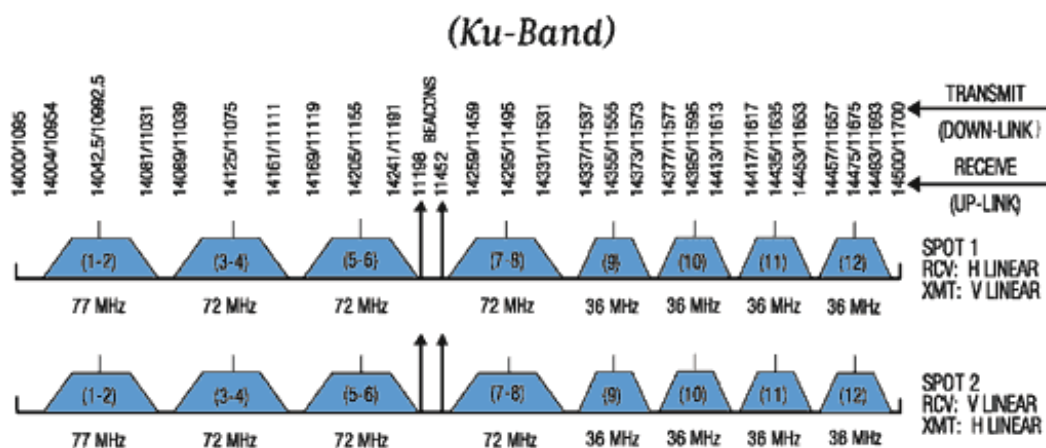


Рис. 6.11. Частотний план Intelsat-904

Нехай ЗС, для якої будемо розраховувати енергетичний потенціал, знаходиться в Києві, на ній використовується технологія PES і вона є ЦЗС ССЗ, тоді координати ЗС:

географічна довгота ЦЗС –  $\lambda_{ЗС}=30^0$  с.д.

географічна широта ЦЗС –  $\varphi_{ЗС}=50^0$  п.ш.

Виберемо промінь 2 в Ку-діапазоні, оскільки територію Києва він освітлює з найбільшою ЕІВП =50,0 дБВт. [23]

Табл.6.5

### Параметри центральної земної станції

Параметр	Величина	Позначення
Діаметр антени, м	4,6	$D_{\text{yc}}$
Коефіцієнти підсилення антени: на передачу, дБ на прийом, дБ	53,4 52	$G_{\text{пер yc}}$ $G_{\text{пр yc}}$
Загасання в ВЧ-частині: на передачу, дБ на прийом, дБ	4,1 1,9	$\eta_{\text{пер yc}}$ $\eta_{\text{пр yc}}$
Вихідна потужність передавача, дБ	13	$P_{\text{пер yc}}$
Еквівалентна шумова температура, К	355	$T_A$



Оскільки відомо  $P_{\text{пер цс}}$ , то можливо розрахувати  $h^2$  – енергетичний потенціал каналу за формулою:

$$h^2 = \frac{E_b}{N_0},$$

де  $E_b$  – енергія біта та її можна описати, як потужність сигналу  $P_{\text{пер цс}}$  помножену на час передачі біта  $T_b$ ,  $N_0$  – спектральна щільність потужності шуму. Тоді:

$$h^2 = \frac{P_{\text{пер цс}} * T_b}{N_0} = \frac{P_{\text{пер цс}}}{V_c * N_0} = \frac{P_{\text{пер цс}}}{V_b * \frac{1}{k} * T_E * k_b} \quad (6.30)$$

де  $k=1,38*10^{-23}$  Дж\*град<sup>-1</sup> – постійна Больцмана,

$T_E$  – ефективна шумова температура приймача і антени;  
 $T_E=1070,5$  К,

$V_c$  – швидкість передачі символів в каналі [сим/с],

$V_b$  – швидкість передачі бітів в каналі [біт/с],

$k$  – індекс заданого виду багатопозиційної маніпуляції з позиційністю  $m=2^k$ .

Тоді, наприклад, для вихідного каналу зі швидкістю передачі бітів в каналі  $V_b=512$  Кбіт/с при ФМ-4 ( $k=2$ ) енергетичний потенціал дорівнює:

$$h_{\text{ФМ-4}}^2 = \frac{13}{512 * 1024 * \frac{1}{2} * 1070,5 * 1,38 * 10^{-23}} = 3,3 \text{ дБ},$$

при ФМ-8 –  $h_{\text{ФМ-8}}^2 = 6,6 \text{ дБ}$ .

Після цього визначимо бітову помилку  $p_{\text{ошб}}$  через аргумент функції Крампа:

$$p_b = \frac{1}{2} (1 - \Phi(\gamma h^2)) \quad (6.31)$$

де  $\Phi(\gamma h^2)$  – функція Крампа, коефіцієнт  $\gamma$  залежить від виду маніпуляції, для ОФМн  $\gamma = \sqrt{2}$ :

$$\Phi(\gamma h^2) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\gamma h^2} e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Залежності ймовірності бітової помилки  $p_{\text{ошб}}$  від енергетичного потенціалу  $h^2$  для вихідного каналу зі швидкістю передачі бітів в каналі  $V_b = 512$  Кбіт/с при ФМ-4 та ФМ-8 представлені на рис. 6.12 [28].

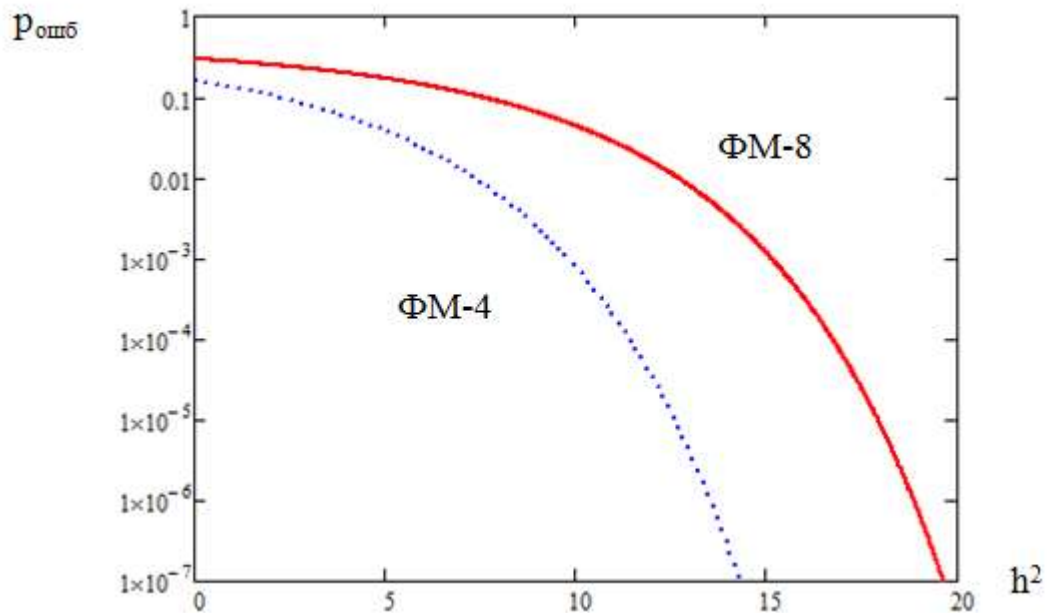


Рис. 6.12. Залежності ймовірності бітової помилки від енергетичного потенціалу для вихідного каналу

На рис. 6.12. можна бачити, що ФМ-4 забезпечує кращу ймовірність помилки при менших витратах енергетичного потенціалу ніж ФМ-8.

### 6.2.3. Характер зміни пропускної здатності та продуктивності в каналах супутникової системи зв'язку з технологією PES

Розглянемо залежність пропускної здатності  $C$  від енергетичного потенціалу  $h^2$ .

Побудуємо графіки залежності  $C$  від  $h^2$  вихідного каналу при використанні ФМ-4 та при ФМ-8 (рис. 6.13).

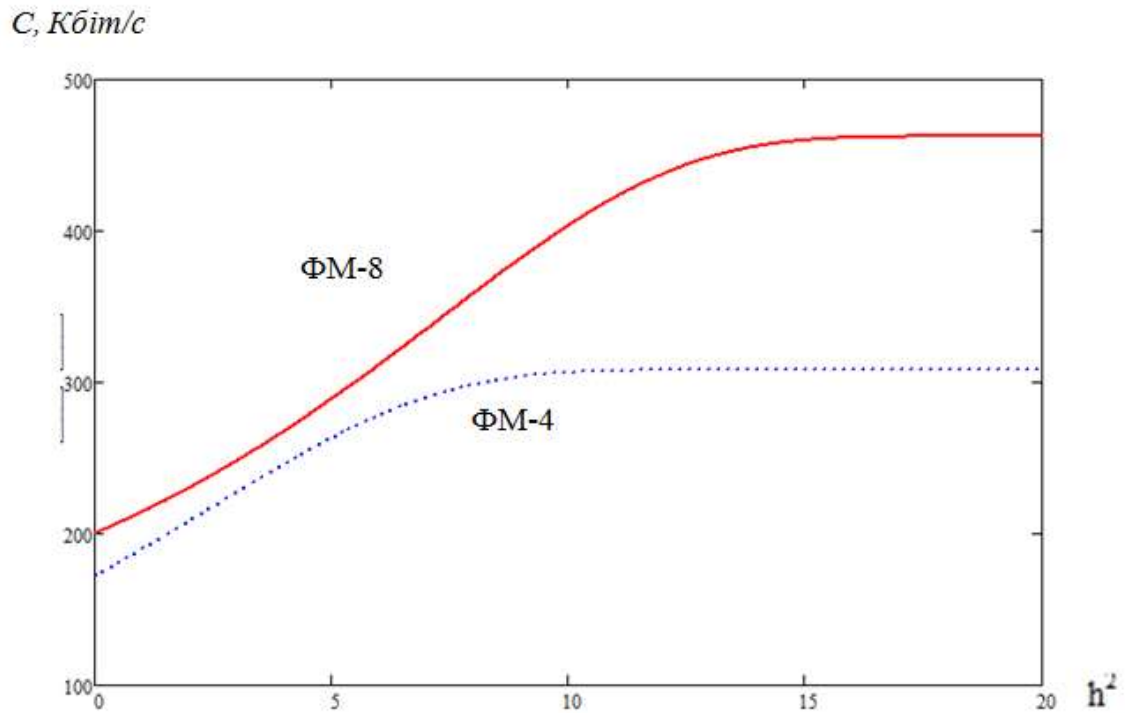


Рис. 6.13. Залежності пропускної здатності від енергетичного потенціала для вихідного каналу

Під продуктивністю каналу супутникового зв'язку розуміють швидкість передачі інформації по каналу (середня кількість інформації, яку можна передати по каналу в одиницю часу).

Але якщо врахувати, що канал дискретний, в якому передаються багатопозиційні символи, то

$$R = V_s \cdot \left[ \log m + (1 - p_b) \cdot \log (1 - p_b) + p_b \cdot \log \frac{p_b}{m-1} \right], \quad (6.32)$$

де  $p_b$  – ймовірність помилок інформаційних біт.

Спрощена схема передачі інформації в ССЗ з технологією PES представлена на рис. 6.14.



Рис. 6.14. Модель супутникового каналу передачі даних

Від джерела інформації (Д) інформаційний потік надходить в локальну мережу, де він пакетується протоколом TCP/ IP. Далі пакети TCP/IP

приходять на супутникову станцію, де вони конвертуються в транспортний протокол ODLC супутникової системи PES, потім кодуються, модулюються і передаються на прийомну станцію. Сигнал, що приймається демодулюється, декодується, знімається протокол ODLC, після цього пакети TCP/IP передаються по локальній мережі одержувачу (O) (рис. 6.14).

Кожне перетворення символів джерела інформації впливає на загальну продуктивність системи передачі. Чим більше перетворень, тим менше інформаційних символів в послідовності, яка передається в каналі [28].

Розглянемо послідовно етапи перетворень інформаційних символів на кожній з ділянок моделі, представленої на рис. 6.33.

Продуктивність після демодулятора буде рівною:

$$R_{CC3} = V_s \cdot \left[ \log m + (1-p) \cdot \log (1-p) + p \cdot \log \frac{p}{m-1} \right] \langle C \quad (6.33)$$

де  $p$  – ймовірність помилки, яка отримана після демодуляції сигналу.

В технології PES використовується протокол ODLC, в ньому застосовуються різні способи пакетування для вихідного та вхідного каналу.

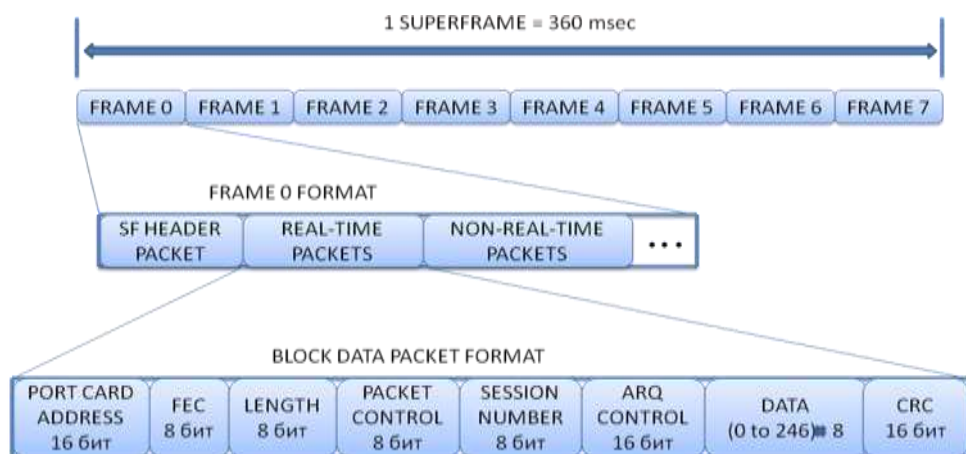


Рис. 6.15. Пакетування повідомлень в вихідному потоці

Оскільки ми знаємо розмір фреймів і пакетів, їх процес формування, то звідси можна обчислити відсоток інформаційних даних та службової інформації.

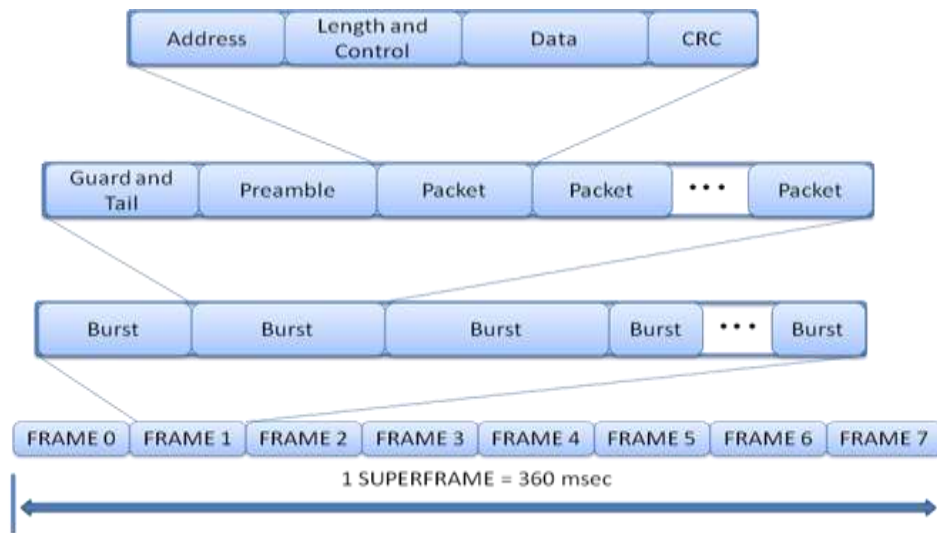


Рис. 6.16. Пакетування повідомлень у вхідному потоці

#### *Вихідний потік.*

Максимальний розмір пакета становить до 256 байт з яких завжди 10 байт службової інформації, а від 0 до 246 байт інформаційних даних. При формуванні фреймів (2880 байт) з пакетів до нульового кадру додається заголовок суперфрейма - SF HEADER PAKET (64 байт). Всього розмір суперфрейма становить 23040 байт з них службової інформації 174 байта. Таким чином, відсоток інформаційних даних в вихідному потоці становить 99%.

При передачі пакетів мінімальної довжини 11 байт зростає швидкість в кабелі, що означає всього лише факт передачі великої кількості коротких пакетів. У той же час продуктивність помітно погіршуються, оскільки відсоток інформаційних даних в вихідному потоці становить 10%.

#### *Вхідний потік*

Максимальний розмір пакета становить до 256 байт з яких завжди 6 байт службової інформації, від 0 до 250 байт інформаційних даних. При формуванні пачок з пакетів до кожної пачки додається заголовок - Burst Header (8 байт). При формуванні фреймів з пачок до нульового кадру додається заголовок суперфрейма - SF HEADER PAKET (64 байт). Всього розмір суперфрейма становити 5760 байт з них службової інформації 90

байта. Таким чином, відсоток інформаційних даних в вихідному потоці становить 98,4%. При передачі пакетів мінімальної довжини 7 байт відсоток інформаційних даних становить 5% [74].

Наступною сходинкою перетворення сигналу є завадостійке кодування. Призначення цієї ступені полягає в поліпшенні показників достовірності. Ціною за поліпшення достовірності є подальше зниження продуктивності каналу передачі інформації за рахунок надлишковості коду. У супутникових системах зв'язку використовується згорткове кодування. Швидкість кодування приймає значення  $r = 1/2$  і  $r = 3/4$ . Довжина кодового обмеження  $K = 5; 6; 7$  при  $r = 1/2$  і  $K = 6; 9$  при  $r = 3/4$ .

Розрахунок ймовірності на біт на виході декодера зводиться до обчислення ваг.

$$P_{\text{ошиб}} \leq \sum_{k=d_f}^{\infty} S_k P_k,$$

Продуктивність каналу після декодера:

$$R_{\text{ССЗ}} = V_s \cdot \delta \cdot r_{\text{ПК}} \left[ 1 + (1 - p_{b\_декод}) \cdot \log (1 - p_{b\_декод}) + p_{b\_декод} \cdot \log p_{b\_декод} \right] \ll C \quad (6.34)$$

де  $r$  – швидкість завадостійкого кодування,  $\delta$  – частка службових символів,  $p_{b\_декод}$  – ймовірність помилки декодованого біта інформації.

Розглянемо залежність продуктивності  $R_{\text{ССЗ}}$  на виході декодера від енергетичного потенціалу  $h^2$ . На рис. 6.17. представлені графіки залежності  $R_{\text{ССЗ}}$  від  $h^2$  за формулою 6.34, з урахуванням завадостійкого кодування ( $r = 1/2$ ), при ФМ-4 і ФМ-8 для вихідного каналу з пакетами максимальної довжини.

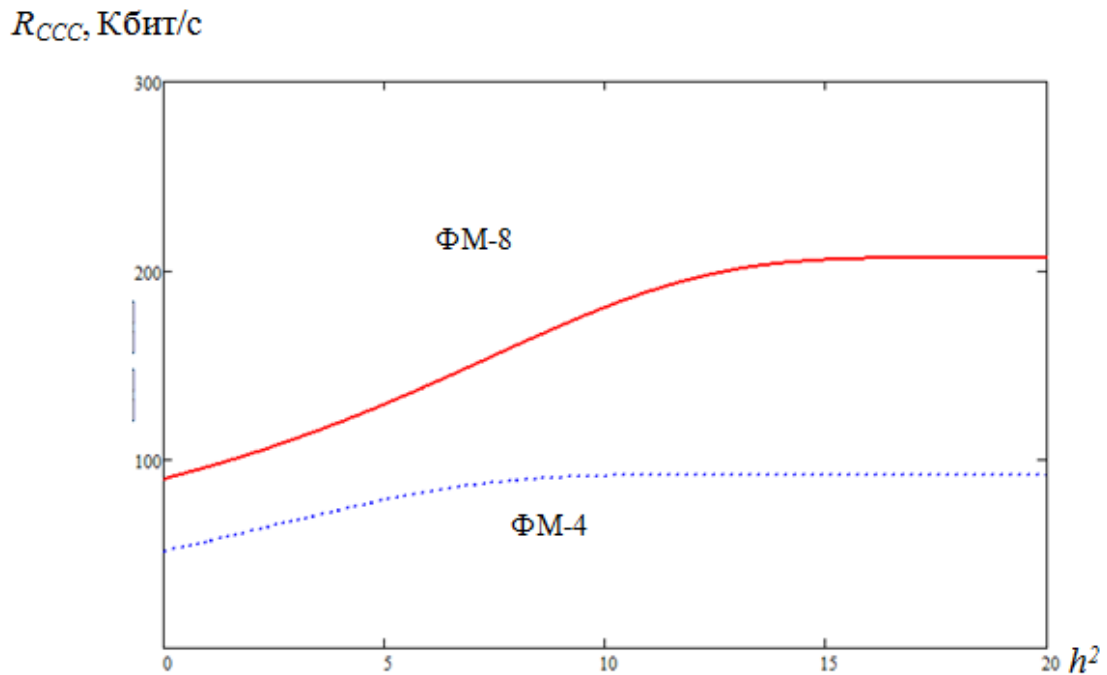


Рис. 6.17. Залежність продуктивності каналу від енергетичного потенціалу з урахуванням завадостійкого кодування ( $r = 1/2$ , ФМ-4, ФМ-8, вихідний канал з пакетами максимальної довжини)

З рис. 6.17. видно, що комплексне використання заходів підвищення завадостійкості може привести до зниження продуктивності в порівнянні з пропускнуою здатністю  $C$ , а використання сигналів багатопозиційної маніпуляції підвищує продуктивність в  $\log m$  разів у порівнянні з випадком використання бінарних маніпульованих сигналів. Так, при швидкості передачі елементарних символів застосування ФМ-4 при значеннях  $h^2 = 10$  дБ досягається пропускна здатність каналу  $C = 300$  Кбіт/с, при цьому застосування коду зі швидкістю  $r = 1/2$  і інкапсуляція інформаційних даних дозволяє забезпечити кінцеву швидкість передачі інформації (продуктивність) всього лише  $R_{ССЗ} = 90$  Кбіт/с, але при забезпеченні достовірності на 2 порядки вище ніж ФМ-8.

### 6.3. Реалізація стратегій передачі інформації на основі технології DVB-T2

Принципи формування сигналів, способи обробки та передавання інформації в системах з технологією DVB-T2 детально було досліджено в другому розділі роботи.

В даному підрозділі пропонується стратегія передачі інформації в дуплексній системі з використанням особливостей стандарту DVB-T2 та інструменти підвищення завадостійкості такої системи.

Дуплексна система реалізує двобічний спосіб зв'язку, тому може в будь-який момент часу одночасно передавати і приймати інформацію. При цьому забезпечується як фізичне узгодження за формою, рівнем сигналів, так і на рівні кодування. Класичними прикладами дуплексного зв'язку є радіорелейний зв'язок.

Особливістю процесу передачі наземного цифрового телебачення є невизначеність того, в яких умовах буде знаходитися точка прийому. Оскільки канал є не лише незахищеним, а й знаходиться в житловій зоні, де є багато промислових заводів, де в умовах забудови високий ризик багатопроменевості. Тому заводозахищеність повинна бути високою, щоб забезпечити високу достовірність прийому сигналу.

**Ресурси** наземного цифрового телебачення обмежені, але кількість користувачів безупинно росте. Тому потрібно **збільшувати ефективність** використання ресурсів в каналі, тим самим не змінюючи характеристики зв'язку, наприклад, такі, як швидкість та відстань.

У загальному випадку пропускна здатність системи стандарту DVB-T2 залежить від наступних параметрів:

- розмірності FFT (Future Extension Frames),
- типу модуляції (QPSK, QAM-16, QAM-64, QAM-256),
- параметрів кодів LDPC і BCH,



—тривалості захисних інтервалів ( $1/4$ ,  $19/256$ ,  $1/8$ ,  $19/128$ ,  $1/16$ ,  $1/32$ ,  $1/128$ ) [45].

Система DVB-T2 здатна передавати кілька незалежних мультимедійних потоків, кожен зі своєю схемою модуляції, швидкістю кодування і часовими інтервалами [121].

Складність завдання передачі багатьох сервісів багатьом віддаленим користувачам змушує управляти безліччю службових і захисних перетворень, пов'язаних з доповненням потоку сигналів і надлишкових символів. Звідси фактична швидкість передачі символів в ефірі стандарту DVB-T2 істотно більша, ніж реальна швидкість інформаційних потоків. Це вдруге провокує систему на надмірність засобів завадозахищеності. Така ціна забезпечення мультисервісності в стандарті DVB-T2.

Завдяки використанню коригуючих кодів BCH-LDPC, ефективність яких набагато вище традиційних кодів виправлення помилок, в DVB-T2 швидкість кодування може бути набагато вище і загальна пропускна здатність каналу істотно зростає.

Можна бачити, що стандарт DVB-T2 є прикладом реалізації сучасної мультисервісної багатопотокової системи з можливостями надійної передачі інформації багатьом користувачам, але в режимі односпрямованого зв'язку. Перспективним слід вважати завдання реалізації сформульованих стратегій при створенні новітніх мультисервісних систем двостороннього, зокрема, радіорелейного, зв'язку [122].

Отже, розгляд особливостей технології стандарту DVB-T2, призначених для забезпечення високої завадостійкості передачі інформації для їх перенесення до комплексу перетворень сигналів в каналах дуплексного мультисервісного високошвидкісного зв'язку, надає можливість здійснити правильний підбір комбінації всіх описаних параметрів [10] та дозволить мінімізувати втрати в заданій зоні покриття, оптимізувати значення потужностей передавачів, пропускну здатність і стійкість системи, користуючись перевагами дуплексного зв'язку.

### 6.3.1. Аналіз технологічних особливостей стандарту DVB-T2 щодо підвищення завадостійкості у мультисервісній телекомунікаційній системі

Стандарт DVB-T2 є поліпшеним і функціонально розширеним послідовником стандарту DVB-T. У ньому збережені основні ідеї обробки сигналу (скремблювання, перемеження даних, кодування), але при цьому кожен етап вдосконалений і доповнений [9]. На рис. 6.18 зображено загальну схему обробки сигналів, що передаються в системі DVB-T2 [5].



Рис. 6.18. Загальна схема обробки сигналів, що передаються в системі DVB-T2

Механізм надлишкового завадостійкого кодування - одна з принципових особливостей стандарту DVB-T2. В якості корегуючого коду використовується каскадний код: зовнішнім кодом є блоковий кодер Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ, BCH), внутрішнім - код з низькою щільністю перевірки на парність (LDPC). Перед модуляцією (крім випадків BPSK і QPSK) кодові слова піддаються побітному перемеженню і розподіляються по модуляційним символам [90].

В DVB-T2 додано модуляцію QAM-256, що підвищує ємність каналу передачі на 33% (порівняно з модуляцією 64-QAM в DVB-T[10]). Зазвичай перехід від 64-QAM до QAM-256 вимагає збільшення співвідношення сигнал/шум на 4-5дБ. Однак завдяки застосуванню коригуючих кодів BCH-LDPC, ефективність яких набагато вище традиційних кодів виправлення помилок (в т.ч. Ріда-Соломона), DVB-T2 швидкість кодування може бути набагато вище і загальна пропускна здатність каналу суттєво зростає [45].

У стандарті DVB-T2 зміни торкнулися і структури OFDM-символів. Збільшено можливе число номінальних піднесучих - крім 8K ( $8 \times 1024$ ) додані режими 1K, 4K, 16K і 32K піднесучих.

### ***6.3.1.1. Особливості використання процедур обробки інформації стандарту DVB-T2 для підвищення завадостійкості в системах дуплексної передачі інформації***

Основними технологіями підвищення завадостійкості в мультисервісному стандарті DVB-T2 є наступні:

- каскадне кодування;
- перемеження (бітів, комірок, часове перемеження, частотне перемеження);
- використання OFDM.

При цьому забезпечуються наступні швидкості передавання інформації при вибраних СКК (табл. 6.6).

Коди BCH і LDPC забезпечують кращий захист, що дозволяє передавати більшу кількість даних через виділений канал; вони також мають більшу крутизну відношення BER до відношення сигнал/шум (C/N) [1].

Ще одна особливість стандарту DVB-T2 – це різноманіття перемежувань. Існує чотири різних перемежувачі [94].

- Перемежувач бітів;
- Перемежувач комірок;
- Часовий перемежувач;
- Частотний перемежувач.

Вибір параметрів OFDM, а саме захисних інтервалів, схеми пілот-сигналів і розмірності FFT, впливає на збільшення пропускної здатності і завадостійкості системи [94].

Табл. 6.6

**Максимальна швидкість бітового потоку при ширині смуги 8 МГц, 32К  
номінальних піднесучих, захисний інтервал 1/128**

Модуляція	Швидкість кодування	Абсолютна максимальна швидкість, Мбіт/с	Модуляція	Швидкість кодування	Абсолютна максимальна швидкість, Мбіт/с
QPSK	1/2	7,49255	QAM-64	1/2	22,51994
	3/5	9,003747		3/5	27,06206
	2/3	10,01867		2/3	30,11257
	3/4	11,27057		3/4	33,87524
	4/5	12,02614		4/5	36,1463
	5/6	12,53733		5/6	37,68277
QAM-16	1/2	15,03743	QAM-256	1/2	30,08728
	3/5	18,07038		3/5	36,15568
	2/3	20,10732		2/3	40,23124
	3/4	22,6198		3/4	45,25828
	4/5	24,13628		4/5	48,29248
	5/6	25,16224		5/6	50,34524

**6.3.1.2.Пропозиції щодо доцільності вдосконалення процедур  
обробки сигналів стандарту DVB-T2 в дуплексній системі**

В дуплексних системах передачі, зокрема, в радіорелейних лініях зв'язку, використовують більшу кількість наборів модуляцій і кодування (аж до QAM-4096), але використання такої кількості наборів призводить до частішого перемикавання між режимами. Крім цього, чим менше режимів, тим менше навантаження на процесор та простіша схема. До того ж відомо, що

чим вище кратність модуляції, тим вище потенційна частота виникнення помилок внаслідок перешкод або поглинання.

Отже, доцільним є розгляд пропозицій щодо редукції режимів в дуплексній лінії відносно можливих сполучень «модуляція-код», що використовуються в DVB-T2, та вибір найоптимальніших комбінацій схем кодування і модуляції [121].

### **6.3.2. Пропозиції щодо підвищення завадостійкості дуплексної системи передавання інформації при використанні в ній перетворень стандарту DVB-T2**

Розглянемо варіанти адаптивного кодування та модуляції (ACM, adaptive coding and modulation) для РПЛ прольоту. Оскільки однією з основних задач дослідження є аналіз можливості використання особливостей DVB-T2 при передачі сигналів у дуплексних системах передачі, у якості вхідного набору режимів ACM використаємо набір модуляцій та кодових швидкостей, що використовуються у DVB-T2 (табл. 6.6).

У табл. 6.6 також наведена швидкість передачі бітів, якої можна досягнути на прольоті зі вказаними раніше параметрами за умови використання режимів зі стандарту DVB-T2. Побудуємо залежності бітової помилки BER від відношення енергії сигналу, що випадає на 1 біт прийнятого повідомлення  $E_b$ , до енергетичної спектральної щільності шуму  $N_0$  для кожного з режимів (рис.6.19).

Як видно з табл. 6.7 та рис. 6.19, деякі режими мають рівні або досить близькі величини швидкостей передачі бітів, а отже, доцільно залишити з них лише ті, що є більш завадозахищеними, тобто можуть працювати при нижчих значеннях  $E_b/N_0$ . Додатково, є сенс не використовувати режими, для яких залежності BER від  $E_b/N_0$  на рис. 6.19 візуально знаходяться поруч, а отже, і переключення між ними при використанні ACM буде виконуватися часто і не завжди доцільно [122].

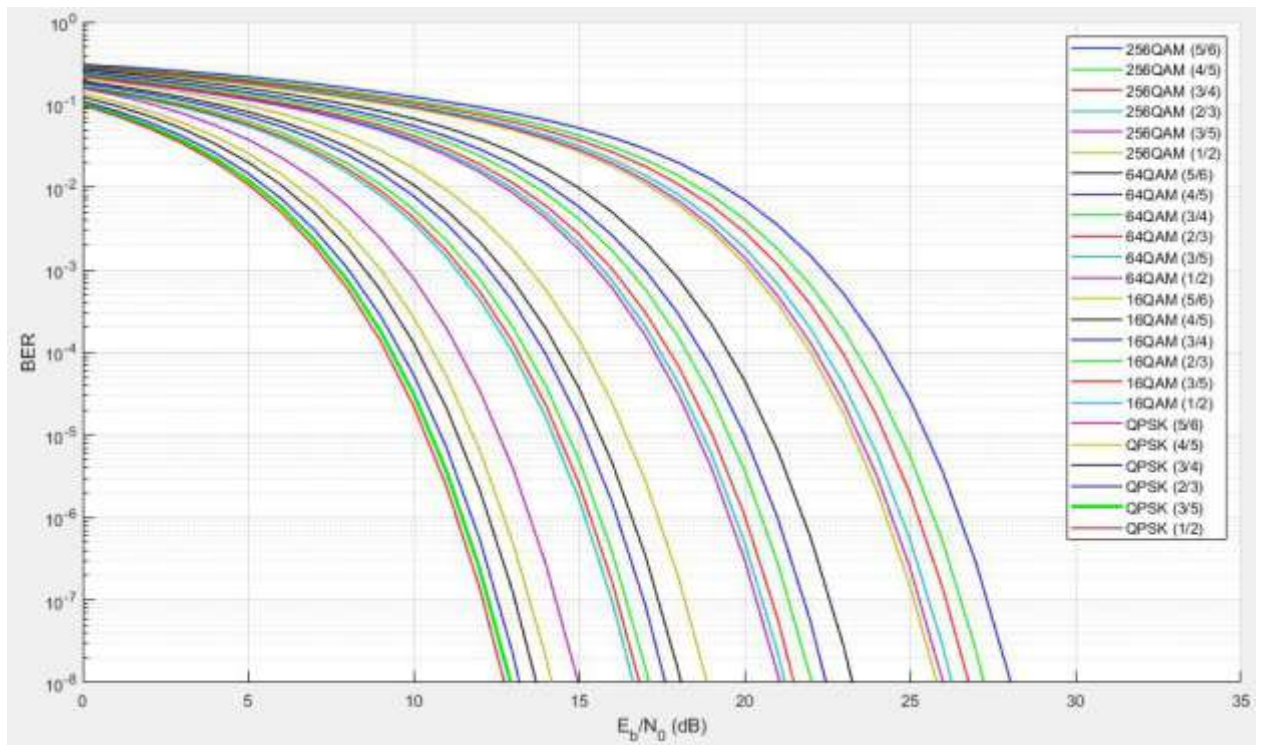


Рис. 6.19. Графічне зображення залежності BER від  $E_b/N_0$  для режимів кодування та модуляції зі стандарту DVB-T2

З урахуванням вищезгаданого, виконаємо редукцію режимів кодування та модуляції для дуплексної системи передачі (табл.6.7). Редукція дозволить оптимізувати переключення при використанні ACM, знизити навантаження на центральний процесор та спростити алгоритми прийняття рішень при переході на той чи інший режим.

Таб. 6.7

#### Результат редукції режимів кодування та модуляції

	5/6	4/5	3/4	2/3	3/5	1/2
QAM-256	+	-	+	-	-	-
QAM-64	+	-	+	-	-	-
QAM-16	+	-	-	+	-	-
QPSK	+	-	-	-	-	+

Зобразимо графічно результат редукції (рис. 6.20).

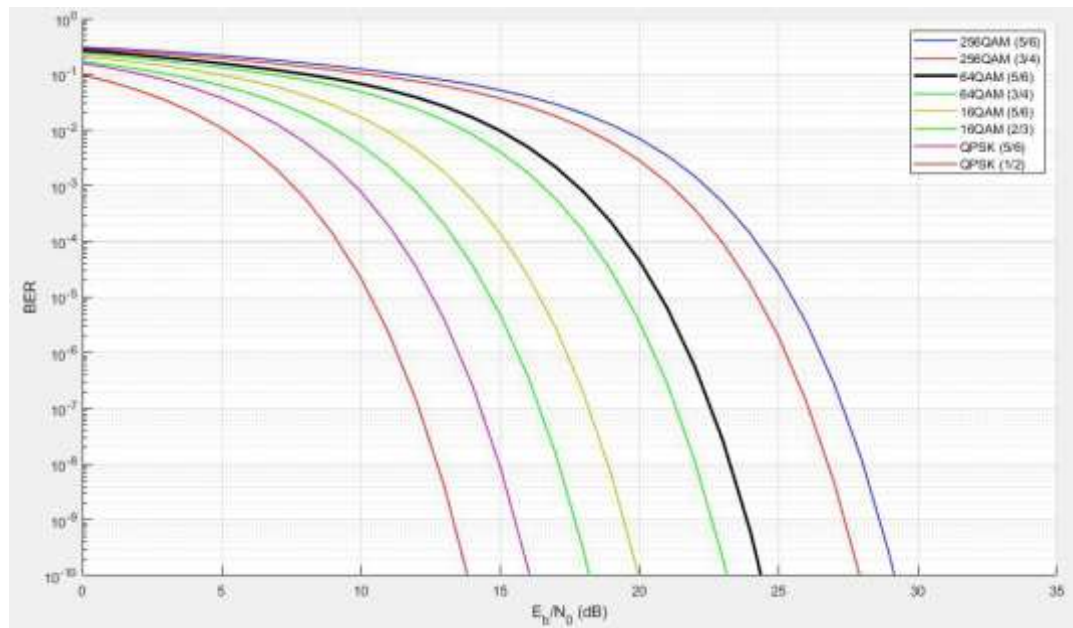


Рис. 6.20. Графічне зображення залежності BER від  $E_b/N_0$  для режимів кодування та модуляції після редукції

Знайдемо порогові значення  $E_b/N_0$  ( $h^2$ ), при яких виконуватиметься переключення на режими з більшою завадостійкістю та меншою швидкістю передачі бітів при виникненні замирань на РРЛ прольоті (рис. 6.21). Для цього на графіках залежності BER від  $E_b/N_0$  для різних режимів знайдемо точки їх перетину з прямою  $BER = 10^{-6}$  (порогове значення бітової помилки у більшості сучасних дуплексних систем передачі) [122].

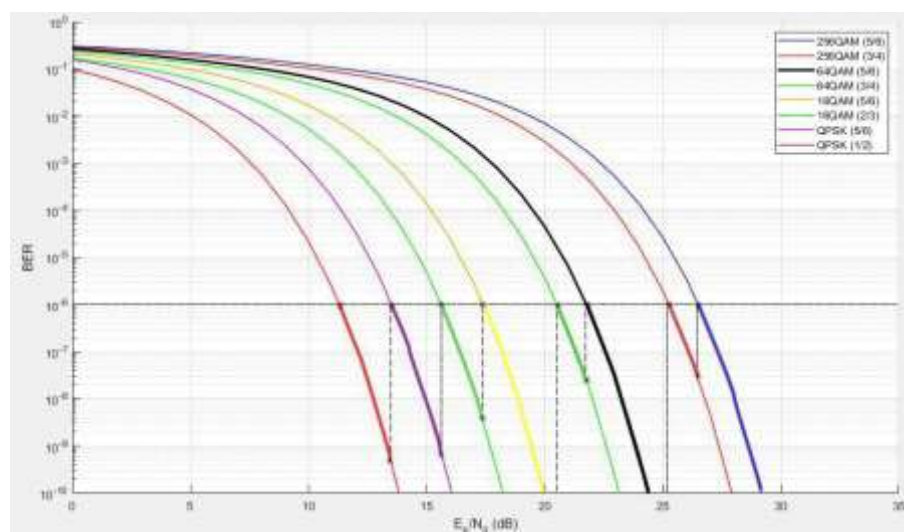


Рис. 6.21. Визначення порогових значень  $E_b/N_0$  ( $h^2$ )

Суцільними товстими лініями на графіках з рис. 6.21 вказано режим кодування та модуляції, у якому працюватиме система залежно від значення  $E_b/N_0$ .

Табл.6.8

### Динамічні діапазони $h^2$ для режимів АСМ

Режим	$D_{E_bN_0}$
QAM-256 (5/6)	$> 26,52$ дБ
QAM-256 (3/4)	$25,25 - 26,52$ дБ
64QAM (5/6)	$21,76 - 25,25$ дБ
64QAM (3/4)	$20,49 - 21,76$ дБ
16QAM (5/6)	$17,35 - 20,49$ дБ
16QAM (2/3)	$15,59 - 17,35$ дБ
QPSK (5/6)	$13,48 - 15,59$ дБ
QPSK (1/2)	$11,27 - 13,48$ дБ

### 6.3.3. Порівняльний аналіз залежності бітової швидкості передачі від відстані між приймачем та передавачем та пропозиції щодо підвищення завадостійкості ліній РРЛ

Оцінимо, як зміниться залежність бітової швидкості передачі на РРЛ прольоті від відстані між приймачем та передавачем для неідеальних умов, шляхом внесення додаткового затухання на шляху розповсюдження радіосигналу. Найбільш розповсюджені наступні випадки:

1. Вплив багатопроменевості;
2. Напівзакритий проліт;
3. Сильний дощ на прольоті.

Оцінимо величину впливу через багатопроменевість, яка найчастіше зустрічається у міській місцевості. Для цього, у якості прикладу, побудуємо у середовищі математичного моделювання Matlab графіки залежності бітової



помилки BER від  $E_b/N_0$  для режимів QAM-256 (5/6) та QAM-64 (5/6) для каналу з білим гаусівським шумом та для райсівського каналу. При цьому параметри райсівського каналу спробуємо обрати максимально близькими до реальних умов. Так, при розгляді багатопроменевості у радіорелейних лініях зв'язку припускається, що основна частина енергії (близько 90-95%) зосереджена в головному промені. Нехай розсіюється 7,5% енергії. Тоді К-фактор (відношення енергії, зосередженої в головному промені, до енергії, що йде на неосновні промені) для райсівської моделі каналу буде рівна  $92,5/7,5 \approx 12,3$ . Коефіцієнт рознесення візьмемо рівним 1, оскільки просторове рознесення антен у даному випадку не використовується. Отримаємо наступні графіки (рис. 6.22) [122].

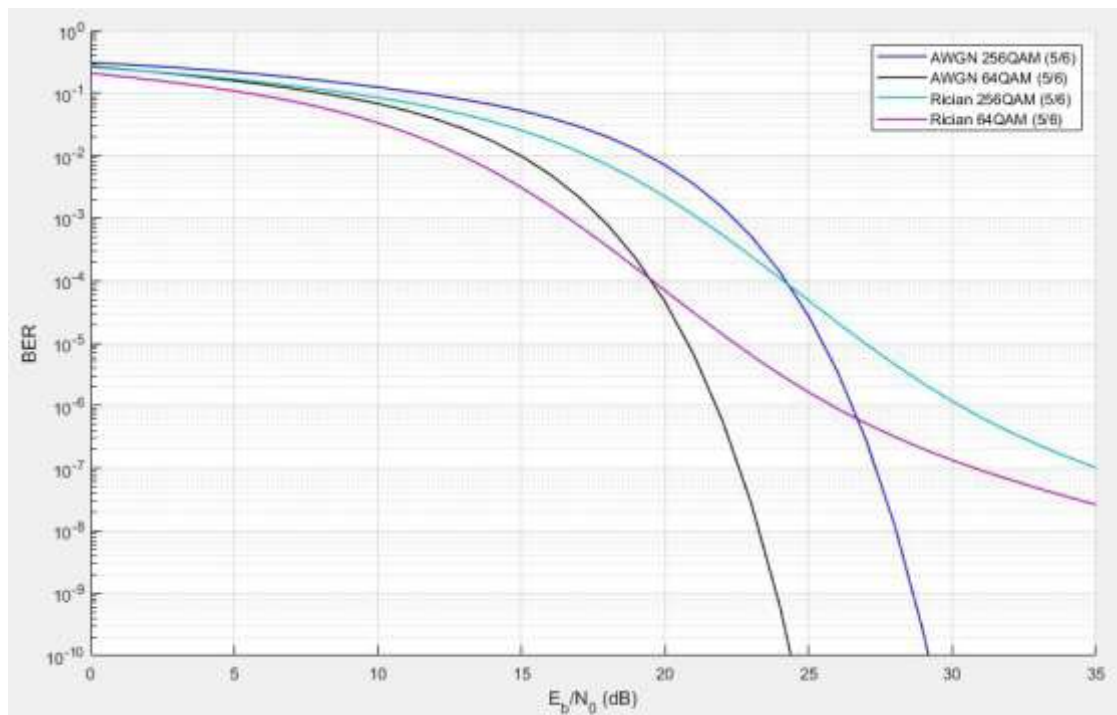


Рис. 6.22. Графічне зображення залежності BER від  $E_b/N_0$  для AWGN та райсівського каналу при різних режимах модуляції та кодування

Як бачимо з рис. 6.22, урахування явища багатопроменевості зсуває пороги  $E_b/N_0$  на рівні  $BER = 10^{-6}$ , на яких здійснюватиметься переключення на нижчі режими, приблизно на 3,5-4 дБ порівняно з AWGN каналом. Для простоти подальших розрахунків представимо просідання рівня сигнал/шум внаслідок багатопроменевості у вигляді додаткового затухання  $L_{A1} = 4$  дБ.

Тоді аналітична залежність  $E_b/N_0(d)$  матиме наступний вигляд [1]:

$$EbN0(d) := P_{TX} + G_{TX} - L_F - (32.4 + 20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(d)) \downarrow \\ - L_O - \alpha \cdot d - L_A + G_{RX} - (-120) + 10 \cdot \log\left(\frac{\Delta f}{R}\right) \quad (6.35)$$

Отже, графік залежності  $E_b/N_0$  від  $d$  опуститься на 4 дБ (рис.6.23).

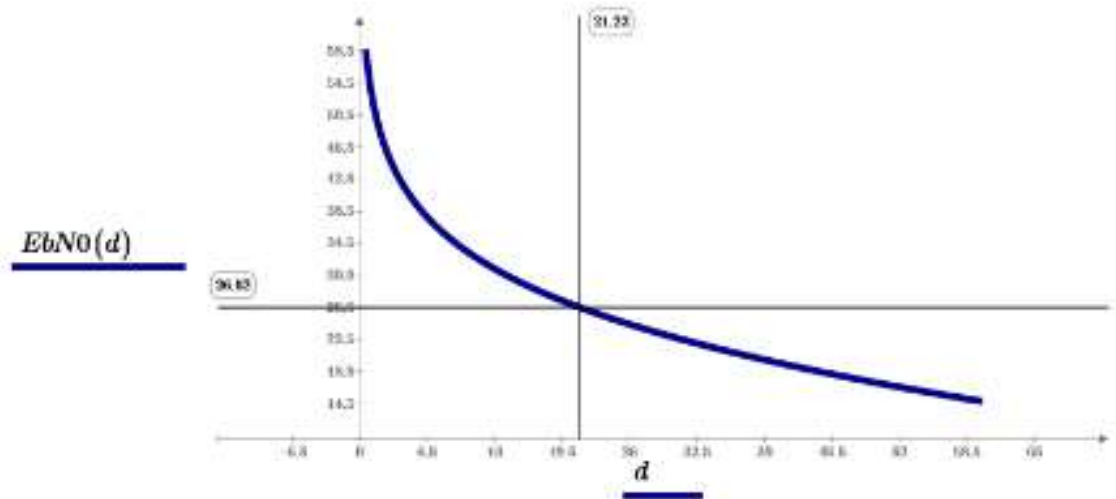


Рис. 6.23. Графічна залежність відношення енергії сигналу, що випадає на 1 біт прийнятого повідомлення  $E_b$ , до енергетичної спектральної щільності шуму  $N_0$  від відстані між приймачем та передавачем для режиму QAM-256 (5/6) при врахуванні явища багатопроменевості

З графіка на рис. 6.23 видно, що на прольоті, де присутні замирання через багатопроменевість, переключення з режиму QAM-256 (5/6) на QAM-256 (3/4) здійснюватиметься вже не на відстані 31,07 км від передавача, а на відстані 21,22 км.

Отже, з метою підвищення завадостійкості розрахованого РРЛ прольоту, запропоновано використання адаптивного режиму кодування та модуляції замість статичного. У якості вихідного набору обрано перелік АСМ режимів, що на даний момент використовуються у стандарті DVB-T2. Проведений аналіз показав надлишковість використання такого набору, тому запропоновано редукцію кількості режимів [122].

## Висновки до розділу 6:

1. Запропоновано **стратегії** передачі інформації на основі технології DWDM. Використання оптичного волокна у якості середовища передачі даних має велику кількість переваг. Однією з них є дуже мале значення питомого загасання волокна, що дає змогу передавати оптичний сигнал на значні відстані без застосування підсилювачів. Але при передачі сигналів у оптоволокні мають місце **нелінійні явища**, які мають значний вплив на енергетику каналу. У розділі проаналізовано вплив таких нелінійних ефектів, як фазова само модуляція, перехресна фазова модуляція, вимушене розсіювання Рамана, вимушене розсіювання Бріллюена на потужність переданого оптичного сигналу. Зроблено висновки стосовно мінімізації втрат потужності корисного сигналу у каналі.

2. Проведено аналіз причин виникнення та потужності завад у каналі, до яких належать шуми нелінійного ефекту чотирьоххвиевого змішання, квантові шуми, шуми фотодетектора та шуми підсилювача. Побудовано **методику розрахунку енергетичних характеристик** оптоволоконного каналу з технологією DWDM.

3. Побудовано **методику розрахунку показників достовірності** передачі інформації у DWDM системі. У якості показника якості для волоконно-оптичних мереж зв'язку обрано показники достовірності, якими виступають ймовірність символної помилки у каналі та ймовірність бітової помилки у каналі. Побудована спрощена модель волоконно-оптичної DWDM системи, основними елементами якої виступають: джерело інформації – потік STM-64, мультиплексори та демультиплексори ущільнення каналів за довжиною хвилі, кодер та декодер прямої корекції помилок. Спираючись на енергетичні характеристики каналу, розраховано ймовірність символної помилки у точці прийому, а саме на вході демодулятора. Проаналізований вплив використання кодів Ріда-Соломона у якості кодів прямої корекції помилок. Використанні FEC кодів призводить до значного зменшення ймовірності бітової помилки. Застосовується у випадку недостатнього

відношення сигнал/шум у каналі, яке не дозволяє дотримуватись заданого рівня якості функціонування.

4. Побудовано **методику розрахунку показників інформаційних можливостей** оптоволоконної системи передачі з розподіленням каналів за довжиною хвилі. Розрахована пропускна здатність каналу DWDMсистеми, та системи загалом. Розрахована продуктивність джерела інформації та системи загалом. Встановлено залежності енергетичних характеристик системи та показників інформаційних можливостей. Методика дозволяє оцінити об'єми переданої корисної інформації кінцевих користувачів у каналах DWDMсистеми, з огляду додавання службових даних в процесі передачі.

5. Запропоновано **стратегії** передачі інформації на основі технології PES супутникової системи зв'язку. Стратегія передбачає можливість передавання інформації з урахуванням просторової компоненти. За результатами дослідження побудовано модель супутникового каналу передачі даних.

6. Запропоновано **методику розрахунку енергетичного бюджету лінії зв'язку**, з урахуванням особливостей каналу земля-супутник, супутник-земля.

7. Побудовано **методику оцінки інформаційних можливостей каналів ССЗ**, яка дозволяє враховувати можливі об'єми передаваної інформації на основі визначення пропускної здатності; методика дозволяє визначити досяжні об'єми передаваної інформації, виражені продуктивністю каналу ССЗ при певній ймовірності помилки інформаційного біта інформації та швидкості інформаційного потоку.

8. На основі аналізу особливостей і функції дуплексної системи передачі інформації, визначено, що основними способами забезпечення завадостійкості в системах високошвидкісної передачі повідомлень є: збільшення відношення сигнал / шум за рахунок збільшення потужності передавача, **раціональний вибір виду модуляції сигналів**, використання **надлишкових завадостійких кодів**.

9. Проаналізовано технологічні особливості стандарту телевізійного мовлення **DVB-T2**, такі як: кодування, модуляція, перемеження (бітове, символне, часове і частотне), OFDM та інші. Розглянуто доцільність запозичення і перенесення інструментів, що використовуються в DVB-T, в дуплексну лінію зв'язку з метою підвищення завадостійкості системи.

10. Запропоновано **стратегію** застосування особливостей стандарту DVB-T2 у дуплексних системах передачі з метою підвищення їх завадостійкості. Для покращення завадостійкості розрахованого РРЛ прольоту запропоновано використання адаптивного режиму кодування та модуляції замість статичного. У якості вихідного набору обрано перелік АСМ режимів, що на даний момент використовуються у стандарті DVB-T2. Проведений аналіз показав надлишковість використання такого набору, тому запропоновано **редукцію** кількості режимів.

11. Для редукованого набору розраховано порогові значення  $h^2$  при досягненні яких система має переходити на нижчі рівні модуляції та кодування. Отримано залежність бітової швидкості передачі на РРЛ прольоті від відстані між приймачем та передавачем для неідеальних умов, шляхом внесення додаткового затухання на шляху розповсюдження радіосигналу.

## **РОЗДІЛ 7. ОЦІНКА ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ СФОРМОВАНИХ СТРАТЕГІЙ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ**

### **7.1. Аналіз взаємозв'язку критерію та показників інформаційної ефективності мультисервісних телекомунікаційних систем**

Удосконалення способів передачі і значне збільшення обсягів інформації, а також застосування нових технічних засобів висувають підвищені вимоги до інформаційних систем в цілому і, зокрема, до систем зв'язку, що являються їх матеріальною основою і відповідають безпосередньо за процес доставки інформації.

Аналіз існуючих підходів до оцінки ефективності цифрових мереж зв'язку та інформаційно-обчислювальних систем показує їх обмеженість з обліку можливостей зберігання інформації в системі, по знаходженню ступеня близькості до граничних характеристикам передачі інформації і щодо визначення оптимальних умов функціонування мережі.

В загальному випадку результат роботи системи зв'язку визначається кількістю і якістю інформації, що передається. Кількість оцінюється швидкістю передачі інформації по каналу, а якість - величиною помилки. Згідно теореми К. Шеннона, помилка при відповідному виборі методу передачі (модуляції/кодування) може бути досить малою [107].

У той же час, швидкість передачі не може бути вище деякого інформаційного ресурсу, званої пропускнуою здатністю каналу. В роботі А.Г. Зюко було запропоновано вважати одним з показників ефективності системи величину середньої швидкості, при якій забезпечується задана достовірність передачі інформації [17].

Сучасні мультисервісні телекомунікаційні системи є складними технологічними комплексами, для функціонування яких потрібні значні просторові, частотні та енергетичні ресурси. В свою чергу, ефективність використання ресурсів безпосередньо пов'язана з властивостями сигналів –

переносників інформації. Властивості сигналів визначають достовірність, а значить і надійність передавання інформації в межах фізичних ресурсів, наданих мультисервісній системі. Тому оцінка на фізичному рівні ефективності мультисервісної телекомунікаційної системи та систем зв'язку як транспортної складової мультисервісної системи в рамках запропонованого матеріалу є частиною загальносистемних досліджень інформаційно-телекомунікаційних систем.

Системи зв'язку різною мірою ефективності використовують загальний ресурс, який їм надається для передачі сигналів, залежно від обраного виду модуляції – способу перетворення первинного сигналу у лінійний сигнал.

Якщо припустити, що кінцевий пристрій системи передавання формує первинні сигнали від джерела повідомлень в смузі частот  $F_m$ , то системи з різними видами модуляції трансформують цей сигнал в модульований, який в лінії зв'язку займає смугу  $F = k \cdot F_m$ , де  $k = F / F_m$  – коефіцієнт розширення смуги частот, тобто відношення смуг частот на виході та вході модулятора (відповідно на вході та виході демодулятора) при заданому виді модуляції. При потужності сигналу  $P_C$  в точці прийому та незмінному значенні  $Q = P_S / P_N$  – відношенні потужності сигналу до потужності шуму на вході демодулятора, на виході демодулятора аналогічне відношення  $q = p_S / p_N$  залежить від виду модуляції через параметр  $g = q / Q$  – виграш модуляції [56].

За аксіоматикою К.Шеннона інформаційні властивості каналу зв'язку вимірюються його пропускну здатністю  $C$ , яка не може перевищувати значення:

$$C = F \log(1 + Q) = F_m k \log(1 + Q). \quad (7.1)$$

При цьому швидкість передавання інформації від джерела повідомлень до отримувача повідомлень (інакше – продуктивність каналу зв'язку)  $R$  обчислюється за співвідношенням:

$$R = F_m \log(1 + q) = F_m (1 + g \cdot Q). \quad (7.2)$$

Таким чином, основними параметрами ресурсу системи, який вона може використовувати для передавання символів повідомлень є смуга частот  $F$ , а також потужність сигналу  $P_S$  в точці прийому, у тому числі відношення  $\alpha = P_S / N_0$ , де  $N_0$  – спектральна щільність шуму.

Враховуючи вказані параметри, проф. Зюко А.Г. запропонував показниками, які використовуються для порівняння телекомунікаційних систем на фізичному рівні, питомі коефіцієнти енергетичної  $\beta$  та частотної ефективності  $\gamma$  [49]:

$$\beta = \frac{R}{\alpha} = \frac{F_m \log(1 + gQ)}{QF_m k} = \frac{\log(1 + gQ)}{Qk} = \frac{\gamma}{Q}; \quad (7.3)$$

$$\gamma = \frac{R}{F} = \frac{F_m \log(1 + gQ)}{F_m k} = \frac{\log(1 + gQ)}{k}. \quad (7.4)$$

Отже, формула (7.3) відображує енергетичну ефективність системи з неперервним каналом зв'язку, формула (7.4) – частотну ефективність системи.

В якості узагальненого показника ефективності СПІ вводиться коефіцієнт використання пропускної здатності неперервного каналу (інформаційна ефективність):

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{F_m \log(1 + gQ)}{F_m k \log(1 + Q)} \quad (7.5)$$

Між введеними коефіцієнтами існує взаємозв'язок у вигляді співвідношення [49]:

$$\eta = \frac{\gamma}{\log\left(\frac{\gamma}{\beta} + 1\right)} \quad (7.6)$$

За умови  $\eta = 1$  запропонована наступна гранична залежність між  $\beta$  та  $\gamma$ :

$$\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1}. \quad (7.7)$$



Формула (7.7) є граничною та показую теоретично найкращий обмін між  $\beta$  та  $\gamma$ , тобто між енергетичними та частотними ресурсами у випадку досягнення найвищої інформаційної ефективності системи..

Методика проф. Зюко А.Г. містить послідовність побудови границі Шеннона та визначення координат точок енергетичної та частотної ефективності систем на площині  $\{\beta; \gamma\}$  з різними системами модуляції [17] з використанням формул (7.3) – (7.7).

Відображенням методики є номограма на площині  $\{\beta; \gamma\}$ , обмежена границею (7.7), на якій  $\gamma$  – ефективність може змінюватись від 0 до  $\infty$ ,  $\beta$  – ефективність обмежена зверху значення  $\beta_{\max} = 1/\ln 2$  при  $F \rightarrow \infty$ .

Характеристики різних телекомунікаційних систем відображуються у вигляді точок з координатами  $\{\beta; \gamma\}$ . Отримана номограма дозволяє провести вибір системи передавання за одною із двох стратегій: за ознакою найбільшого  $\beta$  при  $P = \text{const}$ , або найбільшого  $\gamma$  при  $P = \text{const}$ , тобто дозволяє проводити порівняння систем між собою за принципом: «краща за енергетичною ефективністю» або «краща за частотною ефективністю» система в порівнянні з іншою системою за умови досягнення фіксованого значення достовірності  $P$ .

Оскільки в реальних системах  $\eta < 1$ , то порівняння систем по узагальненому показнику інформаційної ефективності  $\eta$  є дуже важливим, але існуюча методика не передбачає використання показника (7.5) в межах номограми. Тому першою із задач модифікації існуючої методики є введення шкали узагальненої ефективності  $\eta < 1$  для визначення її числових значень [56].

Наступним обмеженням відомої методики є порівняння систем при фіксованому значенні вірогідності помилки  $P$  (стосовно дискретних систем передавання). При цьому наведені відображення не дають уявлення про умови  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  досягнення інших показників достовірності. Тому другою задачею є подання діапазону зміни параметрів  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  за умов зміни

вірогідності помилки  $P$  при оцінці інформаційної ефективності різних систем [56].

Третя задача полягає в гармонізації підходів до використання площини  $\{\beta; \gamma\}$  для оцінки інформаційних можливостей мультисервісних телекомунікаційних систем з цифровими сигналами, оскільки базові співвідношення відомої методики (7.3) – (7.5) стосуються аксіоматики інформаційних властивостей лише неперервних сигналів.

Для вирішення першої з поставлених задач побудуємо еквіпотенціальні криві, які б відображали точки з однаковою інформаційною ефективністю неперервного каналу. Для цього скористаємося формулою (7.6), де замість інформаційної ефективності підставимо значення 0,5; 0,25; 0,125; 0,0625. Результати представлені на рис. 7.1.

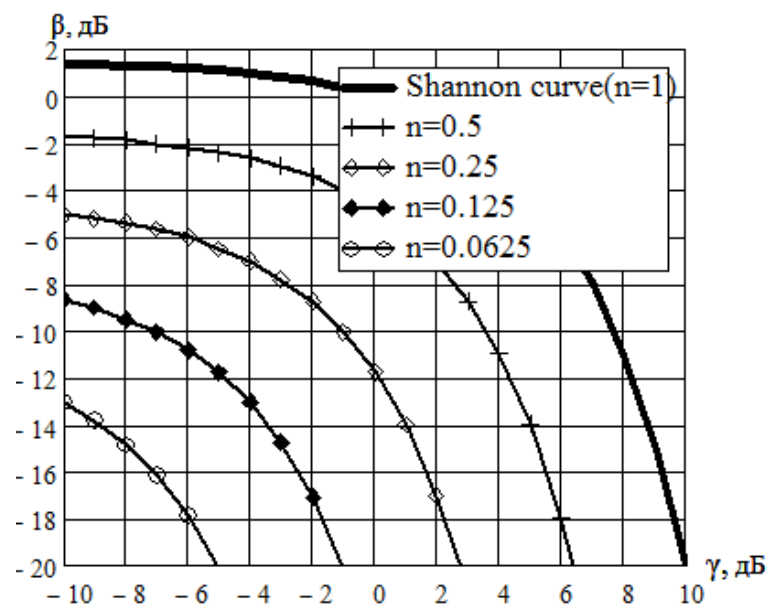


Рис. 7.1. Границя Шеннона та еквіпотенціальні криві, які відображають сталу інформаційну ефективність.

Згідно запропонованій шкалі інформаційна ефективність зростає з наближенням до межі Шеннона, де вона наближається до 1.

При цьому слід відмітити, що однакова інформаційна ефективність може бути досягнута як при низькій енергетичній ефективності  $\beta$  при зростанні показника  $\gamma$  або при низькій частотній ефективності  $\gamma$  при зростанні

показника  $\beta$ . Отже, автономно розглядати параметр інформаційної ефективності  $\eta$  не доцільно, а сумісно з іншими показниками ефективності [56].

Щоб використати запропоновану вище шкалу узагальненої інформаційної ефективності  $\eta$ , треба показати коректність використання всіх показників в межах загальної номограми як для випадку неперервних, так і дискретних (або цифрових) сигналів.

З позицій аксіоматики Шеннона природа перенесення інформації неперервними й дискретними (цифровими) сигналами суттєво розрізняється, тому що відлік неперервного сигналу на виході джерела повідомлень несе нескінченну кількість інформації, а відлік дискретного сигналу з позиційністю  $M$  містить  $\log M$  біт.

Стосовно неперервного сигналу кількість переданої в мультисервісній системі інформації з урахуванням дії завад відображують співвідношення (7.1) – (7.2).

При передаванні дискретних сигналів з позиційністю  $M$  зі швидкістю  $V$  символів на секунду при вірогідності помилки приймання символу в каналі  $P_{ош}$  максимальна швидкість передачі інформації - пропускна здатність  $C_D$  визначається виразом [107]:

$$C_D = V \cdot \left[ \log M + P \log \frac{P}{M-1} + (1-P) \log(1-P) \right]. \quad (7.8)$$

Слід зазначити, що за теоремою Шеннона швидкість  $C_D$  одночасно є обмеженням для продуктивності джерела повідомлень дискретних  $R_D$ , і, як наслідок, продуктивності системи  $R$ . Отже  $R \leq C_D < C$ , де  $C$  визначається за виразом (7.1).

Тому цілком логічно виглядає співвідношення для узагальненої інформаційної ефективності [1]:

$$\eta_d = \frac{C_d}{C} = \frac{R}{C} = \frac{\frac{1}{2}(\log M + P \log \frac{1}{M-1} + (1-P) \log(1-P))}{\log(1+h^2)}, \quad (7.9)$$

де  $h^2 = Q = P_s / P_N = \alpha / V$ ,  $C = 2V \log(1+h^2)$ , виходячи із припущення про те, що в (7.1)  $F = 2V$ .

На перший погляд вираз (7.9) не схожий на відповідний вираз (7.5). Але звернення до фізичного змісту чисельників цих виразів як значення взаємної ентропії відліку  $H_I$  відповідно неперервного й дискретного сигналу дозволяє відобразити їх в універсальному вигляді:

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{H_I}{\log(1+Q)}, \quad (7.10)$$

де у випадку джерела неперервних повідомлень [3]:

$$H_{IH} = \frac{1}{2k} (1 + gQ) \quad (7.11)$$

з урахуванням різниці в  $k$  разів в смугах первинного та лінійного сигналів, а у випадку джерела дискретних повідомлень ( $k=2$ )

$$H_{ID} = \frac{1}{2} (\log M + P \log \frac{1}{M-1} + (1-P) \log(1-P)). \quad (7.12)$$

Саме єдність фізичної сутності показника  $\eta$  у вигляді (7.10) дає підстави вважати припустимим використання шкали  $\eta$   $[0,1]$  для всіх видів сигналів.

Відповідно, для дискретних сигналів коефіцієнт енергетичної ефективності визначається виразом:

$$\beta_d = \frac{C_d}{\alpha} = \frac{R}{\alpha} = \frac{\log M + P \log \frac{1}{M-1} + (1-P) \log(1-P)}{h^2} = \frac{\gamma}{Q}, \quad (7.13)$$

якій свідчить про єдність до показника  $\beta$  у виразах (7.3) і (7.13).

Коефіцієнт частотної ефективності визначається наступним виразом:

$$\gamma_D = \frac{R_D}{F} = H_{1D}. \quad (7.14)$$

З урахуванням (7.11) можна бачити універсальність виразів (7.4) і (7.14).

Перейдемо до задачі визначення параметрів ефективності для дискретних сигналів та оцінці впливу значення вірогідності помилки на інформаційні характеристики.

Розглянемо кроки модифікації відомої методики оцінки ефективності СПІ для випадку дискретних сигналів на прикладі сигналів фазової маніпуляції (PSK— phase-shift keying) .

Відомо [33], що завадостійкість сигналів PSK суттєво розрізняється при зміні позиційності  $M$ , тобто кількості біт в одному відліку модульованого сигналу (див. рис.7.2).

Виходячи з виду PSK, кожному значенню  $P$  можна поставити у відповідність значення  $h^2$  и тому скористатися виразами (7.9), (7.13), (7.14) для визначення показників  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  для відповідних PSK- $M$  ( $M=2, 4, 8, 16$ ).

Розраховані значення параметрів ефективності багатопозиційних сигналів фазової маніпуляції для діапазону  $P = 10^{-3} - 10^{-7}$  нанесені на площину  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  (див. рис. 7.3).

Значним досягненням модифікованої методики є те, що  $P$  вирахована не для вірогідності помилки в визначенні багатобітового відліку дискретного сигналу (як в [1, 3]) , а для вірогідності помилки окремого біту окремого отримувача дискретного повідомлення, тобто показники ефективності поставлені у відповідність не до вимог до пристрою демодуляції, а у відповідність до вимог користувача щодо достовірності отриманих повідомлень [56].

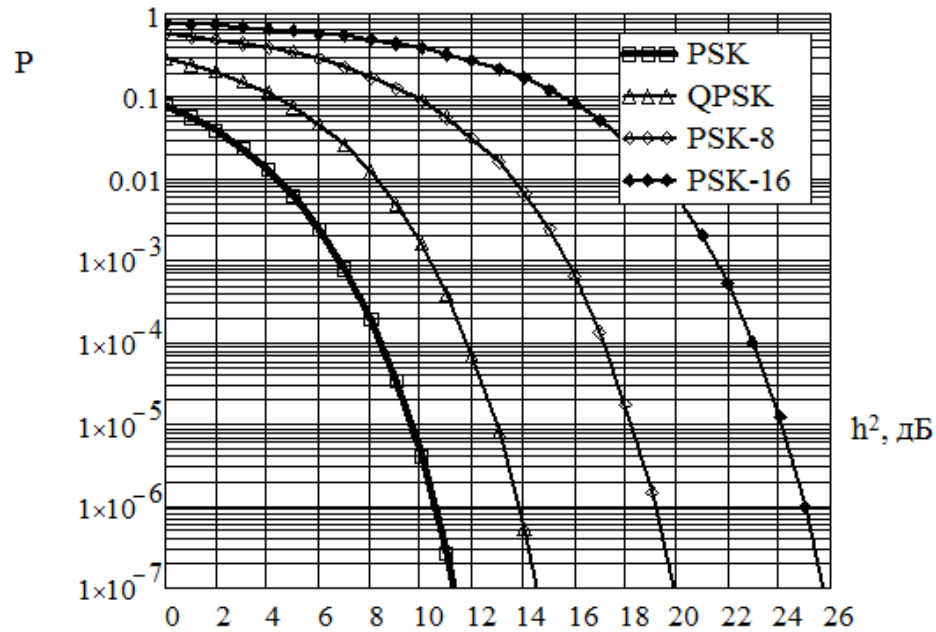


Рис.7.2. Криві завадостійкості сигналів PSK.

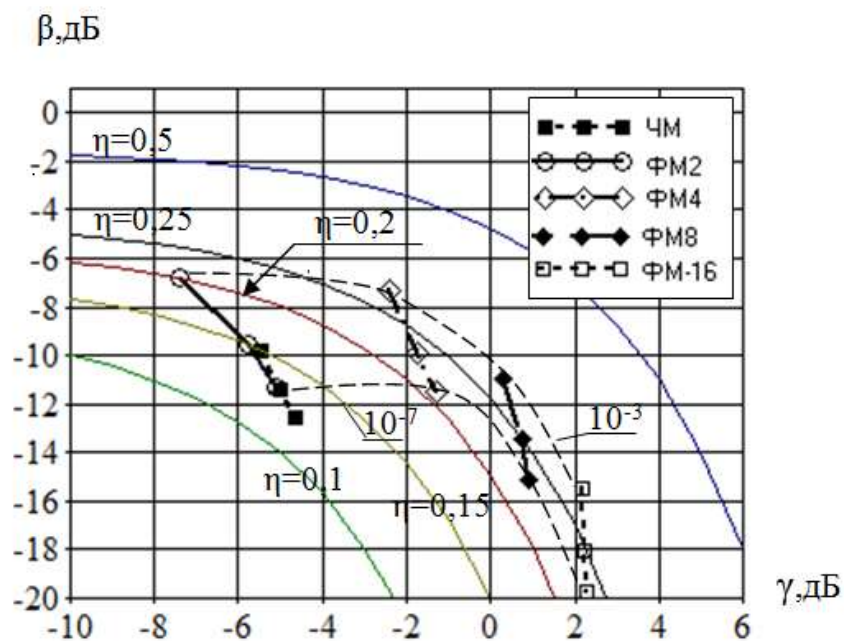


Рис. 7.3. Точки енергетичної та частотної ефективності дискретних сигналів ФМ та ЧМ, криві інформаційної ефективності.

Одже, що на відміну від послідовно-ієрархічної поведінки показників достовірності (рис.7.2) показники  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  мають значно складнішу динаміку. Збільшення позиційності  $M$  сигналів PSK- $M$  суттєво покращує частотну ефективність  $\gamma$  СП, одночасно погіршуючи енергетичну ефективність  $\beta$ .

Одночасно суттєвий стрибок узагальненої ефективності  $\eta$  має місце лише при переході від бінарної PSK до PSK-4 (QPSK). Подальше зростання  $M$  не викликає росту  $\eta$ . Цей висновок стає очевидним лише завдяки введеної шкалі  $\eta$ . Поряд з цим, новим є наглядне відображення тенденції погіршення узагальнених показників інформаційної ефективності при покращенні достовірності сигналів PSK- $M$ .

Таким чином, при покращенні достовірності за рахунок додаткового енергетичного потенціалу лінії зв'язку інформаційний показник  $\eta$  суттєво зменшується на фоні значного погіршення енергетичної ефективності  $\beta$  та слабкої позитивної динаміки показника частотної ефективності  $\gamma$ . Альтернативною стратегією покращення показників достовірності є використання корегуючих кодів [56].

## **7.2. Порівняльний аналіз стратегій передачі інформації за показником досягнутої продуктивності**

Головною метою функціонування будь-якої мультисервісної телекомунікаційної системи є забезпечення максимальної продуктивності при заданій достовірності. Але, складність реалізації такої системи заключається в тому, що неможливо досягти заданого показника ймовірності помилки, якщо підвищувати швидкість передачі інформації. Вирішенням цієї проблеми виступає використання корегуючих кодів для покращення показників достовірності.

### **7.2.1. Дослідження продуктивності системи передачі бінарних дискретних сигналів**

Для порівняння між собою систем передачі бінарних дискретних сигналів з різними способами обробки скористаємося приведеними в пункті 7.1 залежностями (7.1) – (7.5), які дозволяють оцінити рівень використання

таких основних ресурсів каналу як пропускна здатність, потужність сигналу та смуга частот.

Отже, заданими вважаються ймовірність помилки, котра не має перевищувати  $10^{-6}$ , енергетичний параметр  $\alpha$ , довжина блоку завадостійкого коду  $n$ , котру для прикладу оберемо рівною 100 символів. Досліджуються сигнали з фазовою маніпуляцією як способом їх формування.

Для дослідження екстремумів продуктивності джерела дискретних сигналів з точки зору частотно – енергетичної ефективності побудуємо графіки вказаних вище залежностей на площині  $\beta, \gamma$ .

Для випадку, коли  $\alpha = 32 \text{ с}^{-1}$ , досліджувані залежності представлені на рис. 7.4. Криві інформаційної ефективності побудовані для значень  $\eta$  рівних 1; 0,5; 0,25.

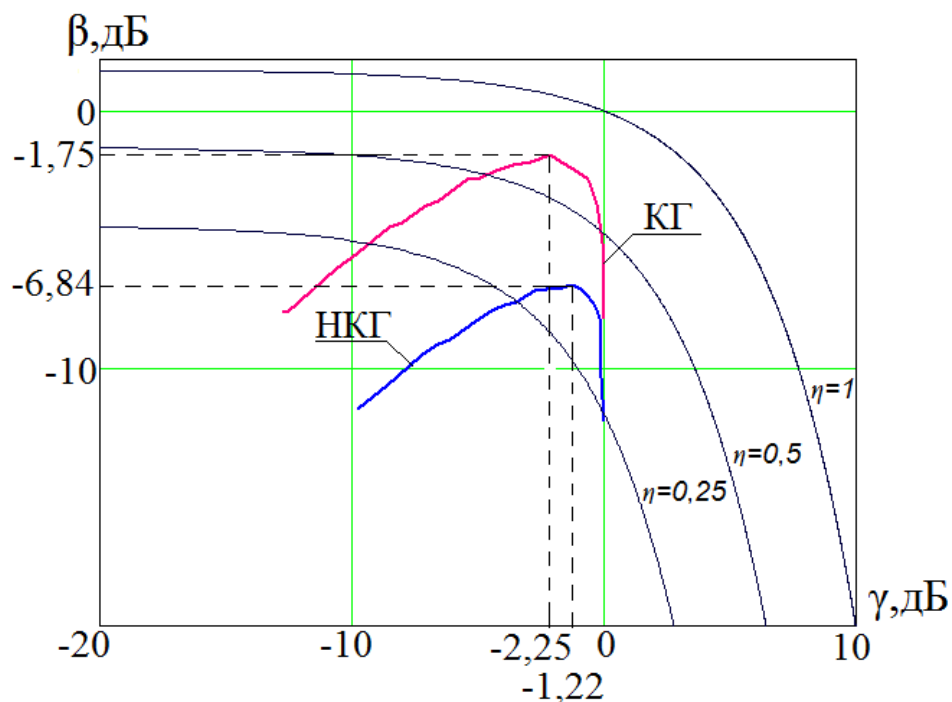


Рис. 7.4. Графіки ефективності бінарних сигналів при  $\alpha=32 \text{ с}^{-1}$  та  $n=100$

Продуктивність в координатах  $\beta\gamma$  має екстремуми. При збільшенні довжини блоку завадостійкого коду збільшується енергетична ефективність. Когерентний спосіб обробки сигналів ефективніший з точки зору переданої інформації у порівнянні з некогерентним способом [53].

Знайдемо значення продуктивностей, які відповідають максимальним значенням параметра  $\beta$ . Результати представимо в табл. 7.1.

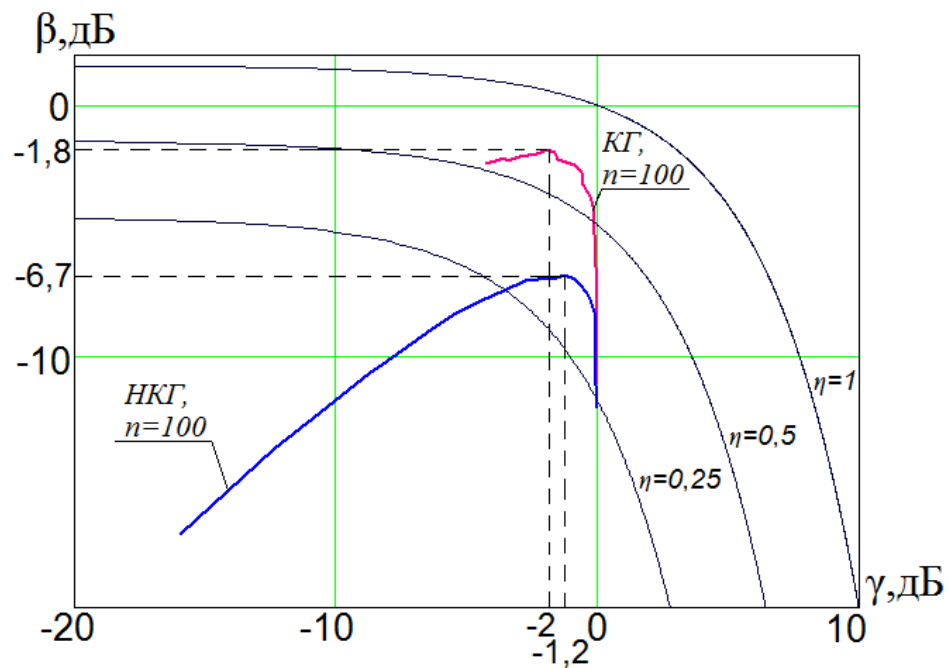


Табл.7.1

Екстремуми продуктивності при  $\alpha=32 \text{ с}^{-1}$ 

Спосіб обробки	Довжина блоку	$\beta$ , дБ	$\gamma$ , дБ	$\eta$ , дБ	$R_{\max\_ef}$ Мбіт/с	$R_{\max}$ Мбіт/с
Когерентний (КГ)	100	-1,75	-2,25	0,645	21,46	21,5
Некогерентний (НКГ)	100	-6,84	-1,22	0,341	6,74	6,74

Для випадку  $\alpha = 64 \text{ с}^{-1}$  графіки продуктивності в координатах  $\beta$ ,  $\gamma$  представлені на рис. 7.5.

Рис. 7.5. Графіки ефективності бінарних сигналів при  $\alpha=64 \text{ с}^{-1}$ 

Характер зміни продуктивності джерела бінарних сигналів при  $\alpha=64 \text{ с}^{-1}$  з точки зору частотно – енергетичної ефективності такий самий, як і при  $\alpha=32 \text{ с}^{-1}$ .

Числові значення отриманих екстремумів продуктивності та порівняння з попередніми результатами приведені в табл. 7.2.

### Екстремуми продуктивності при $\alpha=64 \text{ c}^{-1}$

Спосіб обробки	Довжина блоку	$\beta$ , дБ	$\gamma$ , дБ	$\eta$ , дБ	$R_{\max\_ef}$ Мбіт/с	$R_{\max}$ Мбіт/с
Когерентний (КГ)	100	-1,8	-2	0,652	42,36	42,4
Некогерентний (НКГ)	100	-6,7	-1,2	0,347	13,51	13,49

Важливим результатом дослідження є встановлений факт, що максимальне значення продуктивності визначається при тих самих значеннях частотно-енергетичних параметрів, що й для екстремуму інформаційної ефективності.

### 7.2.2. Дослідження продуктивності системи передачі багатопозиційних дискретних сигналів

Дослідження продуктивності системи передачі багатопозиційних дискретних з точки зору частотно – енергетичної ефективності проводиться за тією ж методикою, що й для бінарних сигналів. Вихідні дані залишаються тими ж: ймовірність помилки не має перевищувати  $10^{-6}$ , енергетичний параметр  $\alpha$ , довжина блоку завадостійкого коду  $n$ , котру для прикладу оберемо рівною 100 символів. Досліджуються сигнали QPSK та QAM-16.

Графіки продуктивності джерела дискретних сигналів з метою дослідження частотно – енергетичної ефективності побудуємо на площині  $\beta$ ,  $\gamma$  [53].

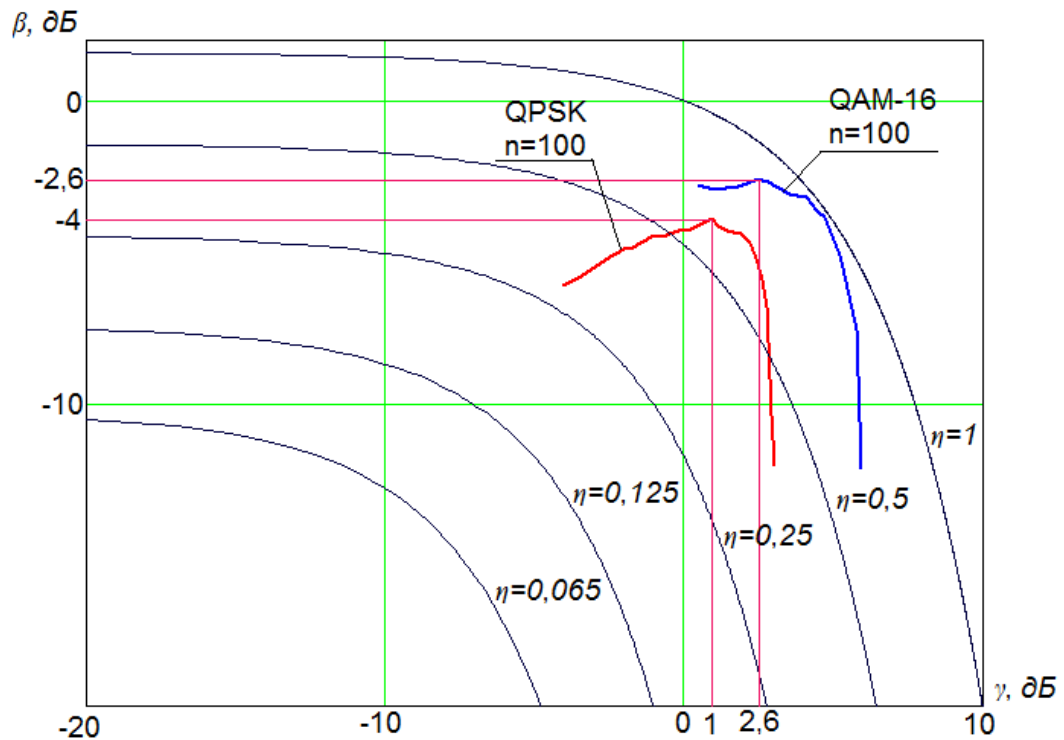
Знайдемо значення продуктивностей, які відповідають максимальним значенням параметра  $\beta$ . Результати представимо в табл. 7.3.

Табл.7.3

Екстремуми продуктивності при  $\alpha=32 \text{ с}^{-1}$ 

Спосіб формування	Довжина блоку	$\beta, \text{ дБ}$	$\gamma, \text{ дБ}$	$\eta, \text{ дБ}$	$R_{\max\_ef}, \text{ Мбіт/с}$	$R_{\max}, \text{ Мбіт/с}$
QPSK	100	-1,93	0	0,738	20,48	20,44
QAM-16	100	-2,63	2,6	0,86	17,58	17,58

Для випадку  $\alpha = 64 \text{ с}^{-1}$  графіки продуктивності в координатах  $\beta, \gamma$  представлені на рис. 7.6.

Рис. 7.6. Графіки ефективності багатопозиційних сигналів при  $\alpha=64 \text{ с}^{-1}$ 

Числові значення отриманих екстремумів продуктивності приведені в табл. 7.4.

### Екстремуми продуктивності при $\alpha=64 \text{ с}^{-1}$

Спосіб формування	Довжина блоку	$\beta, \text{дБ}$	$\gamma, \text{дБ}$	$\eta, \text{дБ}$	$R_{\max\_ef}, \text{Мбіт/с}$	$R_{\max}, \text{Мбіт/с}$
QPSK	100	-4	1	0,612	25,92	25,99
QAM-16	100	-2,6	2,6	0,863	35,17	35,17

Як й в попередньому випадку, отримані екстремуми інформаційної ефективності визначаються при тих самих значеннях частотно-енергетичних параметрів, що й для екстремумів продуктивності, що свідчить про адекватність обраних способів оцінки продуктивності каналів зв'язку. Значення екстремумів інформаційної ефективності збільшуються із збільшенням кратності маніпуляції і при QAM-16 досягають значень, близьких до  $\eta = 0,9$ , що свідчить про раціональне використання пропускну здатності каналу.

### 7.3. Порівняльний аналіз стратегій передачі інформації за показниками інформаційної ефективності

В даному розділі представлені результати дослідження інформаційної ефективності для різних мультисервісних телекомунікаційних систем.

На рис. 7.7. представлено порівняння безпроводових та проводових технологій на основі показника інформаційної ефективності. Для порівняння був обраний певний набір багатократно маніпуляції (QPSK, QAM16) який використовується в кожній з технологій. При збільшенні кратності модуляції для підтримки необхідної достовірності передачі інформації  $P = 10^{-5}-10^{-6}$  спостерігається зростання показника частотної ефективності та погіршення показника енергетичної ефективності.

Табл. 7.5

**Порівняння інформаційної ефективності мультисервісних  
телекомунікаційних систем**

Технологія	R, Мбіт/с	$\eta$	$\beta$ , дБ	$\gamma$ , дБ	$h^2$ , дБ
<b>DVB-T2</b> R <sub>ПК QPSK</sub> = 3/4 R <sub>ПК QAM16</sub> = 1/2 F=8 МГц P=10 <sup>-6</sup>	QPSK/11.3 QAM-16/15	QPSK /0.76 QAM16/0,6 5	QPSK/-3.5 QAM16/-5,3	QPSK/1.46 QAM16/2.7	QPSK 5 QAM16 14
<b>ADSL2+</b> F=2.2 МГц R <sub>ПК QPSK</sub> = 3/4 R <sub>ПК QAM16</sub> = 1/2 P=10 <sup>-5</sup>	QAM4/3,3 QAM16/4,4	QAM4/0,51 QAM16/0.5 3	QAM4/-6,6 QAM16/-7,7	QAM4/1.7 QAM16/2,6	QPSK 3 QAM16 11
<b>Wi-Fi</b> F=20 МГц R <sub>ПК QPSK</sub> = 3/4 R <sub>ПК QAM16</sub> = 1/2 P=10 <sup>-5</sup>	QPSK/30 QAM-16/40	QPSK/0.5 QAM16/0,4 7	QPSK/-7 QAM16/-9.2	QPSK/1.7 QAM16/3	QPSK 9 QAM16 12
<b>UMTS</b> F=5 МГц P=10 <sup>-6</sup> R <sub>ПК QPSK</sub> = 3/4 R <sub>ПК QAM16</sub> = 1/2	QPSK/7.5 QAM16/10	QPSK/0,83 QAM16/0,7 7	QPSK/-2.2 QAM16/-4	QPSK/1.76 QAM16/3	QPSK 4 QAM16 7
<b>DWDM</b> Q = 3дБ P=10 <sup>-5</sup> R <sub>ПК</sub> = 0,8 F=10 ГГц	BASK / 10 Гбит/с	0,43	-7	0	6
<b>PES</b> P=10 <sup>-5</sup> R <sub>ПК QPSK</sub> = 3/4 R <sub>ПК 8PSK</sub> = 1/2 F=11 МГц	QPSK/0,45 8PSK/0,75	QPSK/0,01 8PSK/0,01	QPSK/-26 8PSK/-30	QPSK/-14 8PSK/-11	QPSK 13 8PSK 18

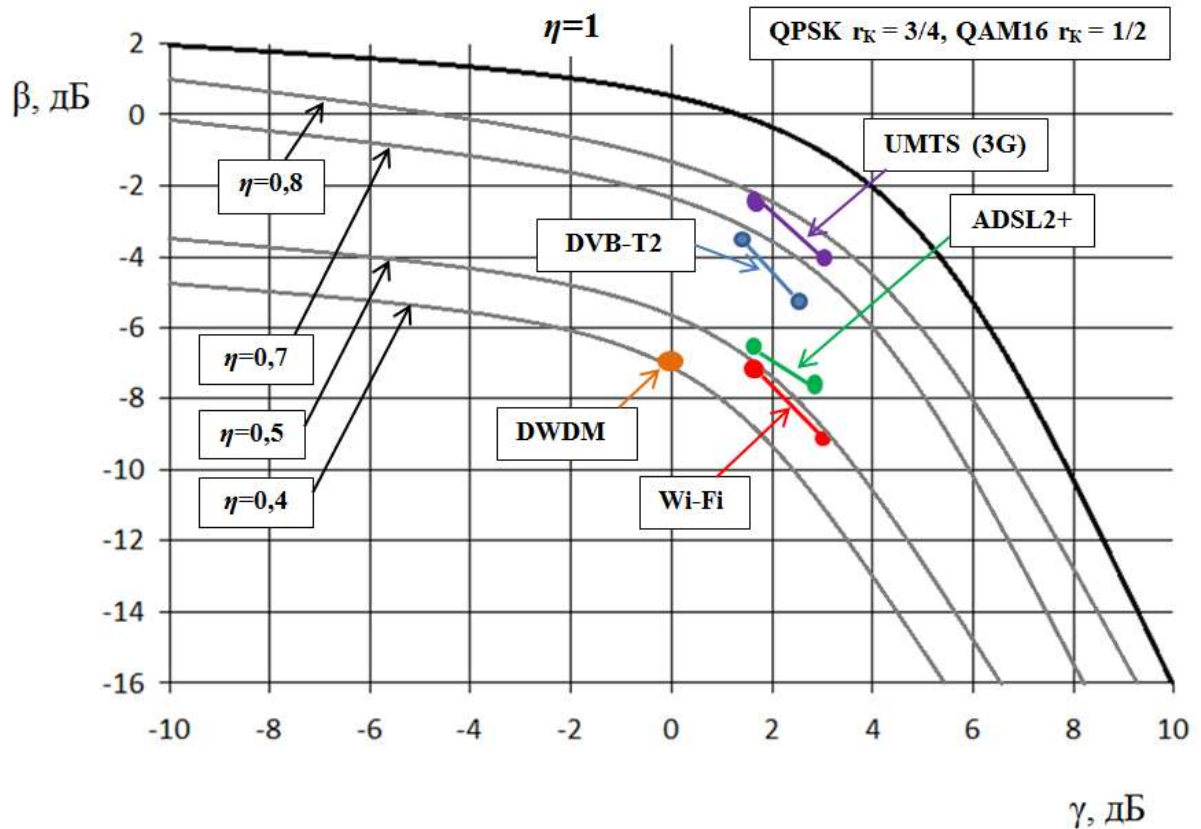


Рис. 7.7. Інформаційна ефективність мультисервісних телекомунікаційних систем

Технології LAN (ADSL2 +, Wi-Fi) поступаються за інформаційною ефективністю технологіям MAN (UMTS, DVB-T2).

Слід зазначити, що для безпроводових технологій показник енергетичної ефективності є більш чутливим, ніж для проводових. Звертаючись до технології DWDM, можна бачити, що показники частотної та енергетичної ефективності істотно відрізняються від інших технологій в силу специфічного середовища передачі і шумових обставин в оптоволокну, а також за рахунок використання бінарних сигналів.

Табл. 7.6

## Інформаційна ефективність DVB-T2

Технологія	R, Мбіт/с	$\eta$	$\beta$ , дБ	$\gamma$ , дБ	$h^2$
<b>DVB-T2</b> $R_{\text{ПК QPSK}} = 3/4$ $R_{\text{ПК QAM16}} = 1/2$ $R_{\text{ПК QAM64}} = 1/2$ $R_{\text{ПК QAM256}} = 1/2$ $F = 8 \text{ МГц}$ $P = 10^{-6}$	QPSK/11,3 QAM16/15 QAM64/22,5 QAM256/30	QPSK /0,7 QAM16/0,44 QAM64/0,4 QAM256/0,3 9	QPSK/-3,3 QAM16/-14 QAM64/-20,5 QAM256/-23	QPSK/1,46 QAM16/2,7 QAM64/4,5 QAM256/5,7	QPSK 5 QAM16 12 QAM64 20 QAM256 30
<b>DVB-T2</b> $R_{\text{ПК QPSK}} = 5/6$ $R_{\text{ПК QAM16}} = 5/6$ $R_{\text{ПК QAM64}} = 5/6$ $R_{\text{ПК QAM256}} = 5/6$ $F = 8 \text{ МГц}$ $P = 10^{-6}$	QPSK/12,5 QAM16/25,1 QAM64/37,7 QAM256/50,3	QPSK /0,33 QAM16/0,49 QAM64/0,61 QAM256/0,6 3	QPSK/-12 QAM16/-14 QAM64/-17 QAM256/-20	QPSK/1,9 QAM16/4,9 QAM64/6,7 QAM256/8	QPSK 14 QAM16 19 QAM64 23 QAM256 30

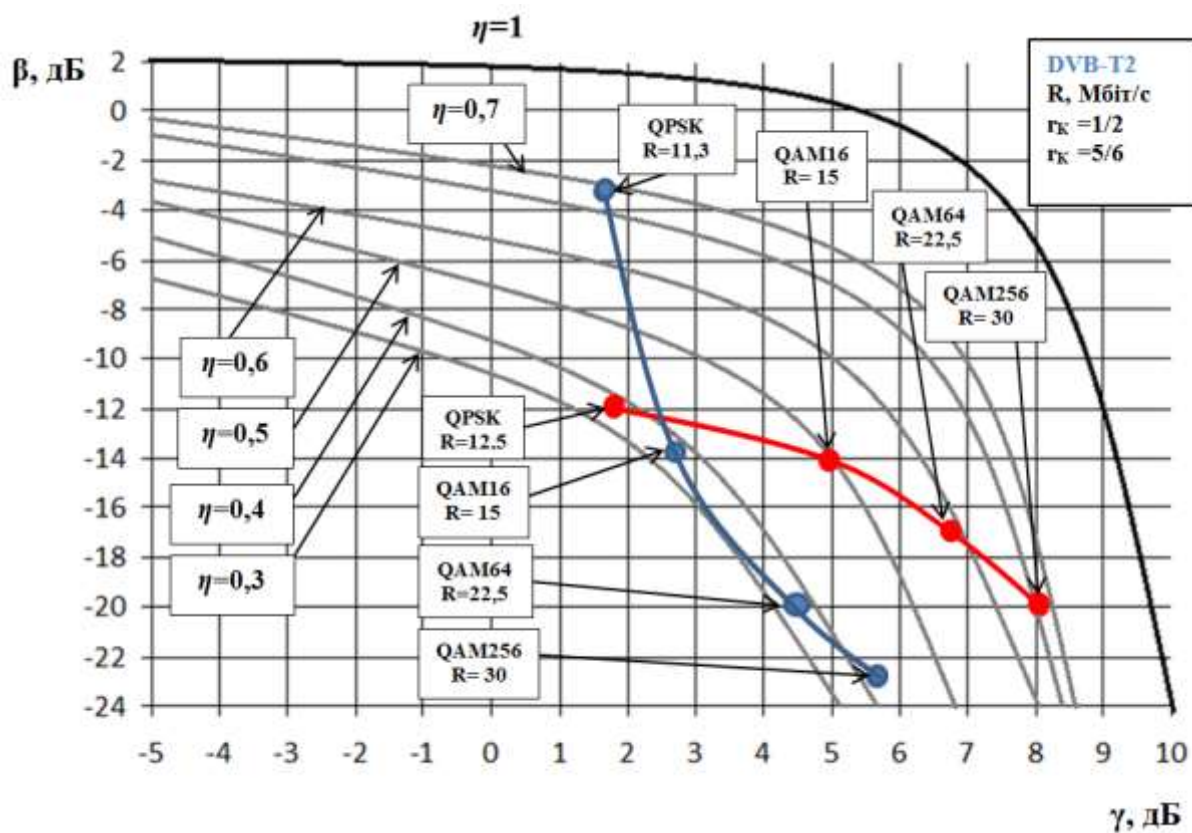


Рис. 7.8. Інформаційна ефективність DVB-T2

На рис. 7.8. представлені результати дослідження інформаційної ефективності для технології DVB-T2. Синьою лінією обозначено зміну показників ефективності при використанні різних режимів багатократної модуляції (QPSK, QAM16, QAM64, QAM256). Швидкість кодування для даної залежності становить  $r_k = 1/2$ . Червоною лінією обозначено зміну показників ефективності при такому ж наборі модуляцій але швидкість кодування в цьому випадку становить  $r_k = 5/6$ . Для обох залежностей вимоги до достовірності складають  $P=10^{-6}$

Таким чином, червона залежність демонструє, що для досягнення достовірності  $P=10^{-6}$  при швидкості кодування  $r_k = 5/6$ , тобто послабити вимоги до кодування в порівнянні з  $r_k = 1/2$ , можливо тільки у випадку збільшення відношення сигнал/шум. Це призводить до зміщення кривої вниз по шкалі енергетичної ефективності  $\beta$ . Одночасно, різниця між смугою частот та продуктивністю при  $r_k = 5/6$  менша ніж при  $r_k = 1/2$ . Це призводить до зміщення кривої вправо по шкалі частотної ефективності.



### Висновки до розділу 7:

1. Запропонована модифікована методика оцінки ефективності телекомунікаційних технологій, яка доповнює відому методику оцінки ефективності систем передавання інформації, запропоновану проф. Зюко А.Г., не змінюючи її фізичної сутності, наступними новими можливостями:

- введення шкали узагальненої ефективності  $\eta$  для визначення її числових значень у діапазоні  $0 < \eta \leq 1$ ;

- коректне відображення показників ефективності  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  на уніфікованій шкалі для дискретних та неперервних систем передачі в області, обмеженій межею Шеннона;

- доступність комплексної оцінки інформаційної ефективності різних систем на основі трьох показників інформаційної ефективності: енергетичної  $\beta$ , частотної  $\gamma$  та узагальненої  $\eta$ , які роблять таку оцінку більш об'єктивною.

- розширення діапазону параметрів, які відображаються при зміні вимог до достовірності  $P$  при оцінці інформаційної ефективності різних систем передавання інформації;

- уточнення послідовності оцінки ефективності телекомунікаційних технологій з окремими видами модуляції (АМ та PSK-M).

2. Приведені практично важливі приклади реалізації запропонованої методики, які мають прикладну цінність для дослідження систем передавання інформації на фізичному рівні.

3. Проведено дослідження екстремумів продуктивності джерела дискретних бінарних та багатопозиційних сигналів з точки зору частотно – енергетичної ефективності.

4. Збільшення позиційності переданого сигналу призводить до покращення частотної та інформаційної ефективності, але до погіршення енергетичної. Для випадку, коли довжина блоку складає 100 символів, а параметр  $\alpha = 32 \text{ с}^{-1}$ , енергетична ефективність бінарного сигналу при когерентній обробці складає  $\beta = -1,75 \text{ Дб}$ , для QPSK –  $\beta = -1,93 \text{ Дб}$ , а для QAM-16 –  $\beta = -2,63 \text{ Дб}$ . Частотна ефективність за тих же умов рівна, відповідно,  $\gamma = -$

2,25 Дб,  $\gamma=0$  Дб,  $\gamma=2,6$  Дб. Інформаційна ефективність збільшується: для BPSK  $\eta=0,645$  Дб, для QPSK –  $\eta=0,738$  Дб, а для QAM-16 –  $\eta=0,86$  Дб.

5. Для бінарних сигналів перехід від когерентного до некогерентного способу обробки сигналів призведе до виграшу лише частотної ефективності. Вона зміниться з -2,25 Дб на -1,22 Дб. Енергетична та інформаційна ефективності зменшаться. При когерентному способі  $\beta=-1,75$  Дб, а  $\eta=0,645$  Дб. При некогерентному –  $\beta=-6,84$  Дб, а  $\eta=0,347$  Дб.

6. Збільшення довжини блока завадостійкого коду для будь-яких сигналів призводить до зростання енергетичної ефективності, зменшення частотної ефективності та до збільшення інформаційної ефективності.

7. На рис. 7.7. представлено порівняння безпроводових та проводових технологій на основі показника інформаційної ефективності. Технології LAN (ADSL2 +, Wi-Fi) поступаються за інформаційною ефективністю технологіям MAN (UMTS, DVB-T2). Слід зазначити, що для безпроводових технологій показник енергетичної ефективності є більш чутливим, ніж для проводових.

## ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

В роботі досліджена актуальна проблема пошуку об'єднаної концепції для відомих і перспективних технологій для яких головною особливістю є екстремальний характер показників телекомунікаційної інфраструктури: багато, швидко, достовірно. До сих пір ці вимоги розглядалися, як суперечливі і водночас не досяжні. Вирішена задача наукового обґрунтування процедур встановлення відповідності між комплексами вимог (Сценаріями) і способами забезпечення своєчасної та достовірної передачі масивів сервісної інформації (Стратегіями) на основі показників інформаційної ефективності.

Робота включала 4 етапи.

**На першому етапі** сформован **методологічний базис** телекомунікаційних Стратегій на Фізичному рівні. Він побудований на вирішенні фундаментального протиріччя між показниками продуктивності та достовірності: прискорення передачі інформаційних потоків при заданих ресурсах неминує веде до втрати достовірності. Використання інструментів підтримки необхідної достовірності неминує тягне втрати в продуктивності.

Формування методологічного базису здійснюється з дотриманням загальних принципів:

- врахування чинника глобальної цифровізації всіх процесів передачі інформації;
- врахування чинника мультисервісності інформаційних потоків;
- врахування чинника множинності можливих середовищ передачі телекомунікаційних сигналів.

Наукова новизна даного етапу роботи полягає в об'єднанні всіх фундаментальних гілок досліджень фізичного рівня, які розвиваються незалежно:

- теорії інформації;
- теорії завадостійкості;

- теорії кодування.

При цьому мірою продуктивності є не традиційна швидкість передачі символів в каналі зв'язку, а швидкість передачі біт джерела інформації, яка порівнюється з потенційно досяжною при даному наборі фізичних ресурсів продуктивністю – пропускнуою здатністю каналу зв'язку.

**На другому етапі** методологічний базис налаштован за рахунок формування комплексу методик визначення показників продуктивності та достовірності, з одного боку, для широкого набору фізичних середовищ передачі (радіоканалів наземних ІТКС різних видів, супутникових, оптичних систем передачі), з іншого боку, для різноманітних форматів передачі мультисервісної інформації.

Завдання даного етапу полягало у приведенні некорельованих діючих методик розрахунку характеристик різних систем зв'язку до єдиної методологічної бази, побудованої на фундаментальних досягненнях телекомунікаційної науки.

**На третьому етапі** вирішено завдання **уніфікації** показників продуктивності та достовірності, які розраховуються за пропонованими методиками, з діючої стандартизованої практикою оцінки цих показників на основі інструментальних вимірювань. Інструментальні виміри мають перевагу в онлайн оцінці необхідних для експлуатації характеристик. Однак ці вимірювання проводяться апостеріорі та не дають можливості апріорно судити про якість зв'язку, тим самим виключаючи фазу проектування і динамічного синтезу при побудові ІТКС.

Кожному з стандартизованих показників інструментальних вимірювань ставиться у відповідність класичний показник, пов'язаний з енергетичним станом каналу зв'язку. Така відповідність визначена вперше.

**На четвертому етапі** вирішено завдання дослідження кількісних значень критерію **інформаційної ефективності** ІТКС при реалізації різноманітних Телекомунікаційних стратегій Фізичного рівня, що впливають з відповідних сценарних концепцій.

Ядром оцінки інформаційної ефективності є показник відношення **досягнутої продуктивності** джерела інформації до **пропускної здатності** каналу зв'язку.

Прикладним аспектом цього дослідження є розробка способів управління параметрами ІТКС:

- для досягнення максимального наближення продуктивності до пропускної здатності досліджуваних каналів зв'язку при заданих фізичних ресурсах систем зв'язку або
- для досягнення максимальної продуктивності каналу на основі потенційної динаміки фізичних ресурсів ІТКС при відомих обмеженнях на ці ресурси.

При кількісній оцінці продуктивності в якості аргументів осі абсцис виступає **відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму** в каналі (показник  $h^2$ ), який використовується при оцінці енергетичного стану каналу зв'язку, а також відношення потужності сигналу до спектральної щільності шуму (показник  $\alpha$ ), який використовується як **інструмент масштабування** енергетичних станів каналу зв'язку та **аргумент функціоналів** для визначення **екстремумів** пропускної здатності і продуктивності.

Таким чином, в роботі проведено теоретичні дослідження телекомунікаційних систем і мереж на базі радіорелейних, супутникових, тропосферних, волоконно-оптичних і кабельних ліній електровз'язку.

В результаті написання дисертаційної роботи отримані наступні **нові наукові результати**:

- Запропоновано **нову концепцію аналізу відповідності інформаційних** потреб суспільства та можливостей їх подання за рахунок наявних ресурсів мультисервісних телекомунікаційних систем на основі введення таких категорій, як Сценарій надання інформаційних послуг і телекомунікаційна Стратегія. Завданням формування фундаментальної Стратегії фізичного рівня є визначення сукупності умов для максимального використання наявних ресурсів з метою забезпечення доставки сигналів з

необхідною **достовірністю** і максимально досяжною **швидкістю передачі** інформаційної компоненти сигнального потоку на **фізичному рівні**.

- Сформовано засади для нової концепції аналізу передачі інформації в мультисервісних телекомунікаційних системах. Фундаментальним умовою неспотвореної доставки інформації споживачеві є достатня **достовірність** переданих за допомогою сигналів повідомлень і забезпечення умов **своєчасності** доставки; при цьому забезпечення достовірності – прерогатива виключно фізичного рівня, своєчасність забезпечується реалізацією протоколів всіх рівнів; роль фізичного рівня в компоненті своєчасності – максимальна **швидкість передачі інформації** по каналу зв'язку.

- Визначені критерії та показники оцінки мультисервісних телекомунікаційних систем згідно запропонованої концепції. Вимоги до **достовірності і максимальної швидкості** передачі сигналів (для забезпечення умов своєчасності доставки) суперечливі на рівні базового аргументу  $h^2$  функції достовірності  $P_{om}(h^2)$ .

- Вперше отримано **екстремуми продуктивності** мультисервісної телекомунікаційної системи. Аналіз залежностей продуктивності без кодування (рис. 2.10) сигналів різної кратності маніпуляції показав наявність екстремуму при відповідних енергетичних обставинах в каналі. Варто відмітити, що сигнали QAM-16 є продуктивнішими в точці екстремуму, ніж сигнали QAM-64. Це свідчить про раціональність використання сигналів QAM-64 в малозональних безпроводових системах (наприклад, LTE) на відміну від сигналів QAM-16, які доцільно застосовувати в крупнозональних безпроводових системах (наприклад, UMTS).

- Встановлено **найефективніше використання енергетичних та частотних ресурсів** каналів зв'язку, яке спостерігається в точці екстремуму продуктивності, тому у випадку знаходження зліва від максимуму доцільно збільшувати швидкість передачі символів, а у випадку знаходження справа від максимуму – можна зменшити енергію сигналу. В обох випадках продуктивність, тобто фактична швидкість передачі корисної інформації,

буде збільшуватись. При цьому потрібно враховувати, що змінюються параметри завадостійкого кодування, що дозволяє забезпечити необхідну достовірність.

- Вперше запропонована нова **методика оцінки показників якості** передачі інформації. Задаючи вихідні данні, а саме швидкість джерела, розмір блоку і ймовірність помилки на біт можна визначити значення показників якості з рекомендації G.826 Міжнародного союзу електрозв'язку, приводячи теоретичні показники завадостійкості до стандартизованих показників достовірності в телекомунікаційних системах.

- Побудовано **імітаційну модель** оцінки значення показників якості при певних вхідних параметрах та проаналізовано їх поведінку на певному проміжку значень вхідних параметрів. Модель на основі генератора випадкових чисел імітує цифровий канал зв'язку із завадами. З її допомогою було проаналізовано три показники якості цифрових каналів зв'язку.

- Запропоновано **стратегії** передачі інформації в **LAN** мережах. Представлені експериментальні дані, які вперше отримані як функціонал традиційного аналітичного енергетичного параметра  $h^2$ , перетворюючи евристичний алгоритм для прийняття рішень про зміну типу СКК на основі роботи лічильника помилок. Цей результат є основою для порівняння використання ресурсів каналу за допомогою реалізованих алгоритмів в пристроях IEEE 802.11n, а також рекомендації, отримані в результаті аналітичного дослідження.

- Запропоновано **стратегії** передачі інформації в **MAN** мережах на прикладі сучасної технології безпроводового зв'язку UMTS, обґрунтовано місце кожного з перетворень інформації в технологіях передавання, проте збільшення ступенів перетворень сигналів джерела в каналі зменшує частку інформаційних символів в послідовності, яка передається по лінії зв'язку.

- Запропоновано **стратегії** передачі інформації на прикладі **технологій Wi-Fi та LTE** та отримано продуктивність мобільних систем з використанням нано- і пікосот. За даними показниками зроблена оцінка

продуктивності і залежності радіусу дії зони обслуговування систем з нано- і пікосотами, а також порівняно ці показники при комбінації різних видів маніпуляції та кодування.

- Отримані значення **продуктивності** для одночасного використання завадостійкого кодування, що призвело до розширення зон покриття мережі на 48,9% при швидкості кодування 1/2 та на 30,11% –при швидкості кодування 3/4 для мереж LTE, на 49,33% для швидкості кодування 1/2 та на 30,61% для швидкості кодування 3/4 – для мережі Wi-Fi.

- Запропоновано **стратегії** передачі інформації для **WAN** мереж на основі технології DWDM. Використання оптичного волокна у якості середовища передачі даних має велику кількість переваг. Однією з них є дуже мале значення питомого загасання волокна, що дає змогу передавати оптичний сигнал на значні відстані без застосування підсилювачів. Але при передачі сигналів у оптоволокні мають місце **нелінійні явища**, які мають значний вплив на енергетику каналу. У розділі проаналізовано вплив таких нелінійних ефектів.

- Побудовано **методику розрахунку показників інформаційних можливостей** оптоволоконної системи передачі з розподіленням каналів за довжиною хвилі. Розрахована пропускна здатність каналу DWDM системи, та системи загалом. Розрахована продуктивність джерела інформації та системи загалом. Встановлено залежності енергетичних характеристик системи та показників інформаційних можливостей. Методика дозволяє оцінити об'єми переданої корисної інформації кінцевих користувачів у каналах DWDM – системи, з огляду додавання службових даних в процесі передачі.

- Запропоновано **стратегії** передачі інформації на основі технології PES супутникової системи зв'язку. Стратегія передбачає можливість передавання інформації з урахуванням просторової компоненти. За результатами дослідження побудовано модель супутникового каналу передачі даних.



- Запропоновано **стратегію** застосування особливостей стандарту **DVB-T2** у дуплексних системах передачі з метою підвищення їх завадостійкості. Для покращення завадостійкості розрахованого РРЛ прольоту запропоновано використання адаптивного режиму кодування та модуляції замість статичного. У якості вихідного набору обрано перелік АСМ режимів, що на даний момент використовуються у стандарті DVB-T2. Проведений аналіз показав надлишковість використання такого набору, тому запропоновано **редукцію** кількості режимів.

– Запропонована **модифікована методика** оцінки ефективності телекомунікаційних технологій, яка доповнює відому методику оцінки ефективності систем передавання інформації, запропоновану проф. Зюко А.Г., не змінюючи її фізичної сутності, наступними новими можливостями:

- введення шкали узагальненої ефективності  $\eta$  для визначення її числових значень у діапазоні  $0 < \eta \leq 1$ ;

- коректне відображення показників ефективності  $\{\eta; \beta; \gamma\}$  на уніфікованій шкалі для дискретних та неперервних систем передачі в області, обмеженій межею Шеннона;

- доступність комплексної оцінки інформаційної ефективності різних систем на основі трьох показників інформаційної ефективності: енергетичної  $\beta$ , частотної  $\gamma$  та узагальненої  $\eta$ , які роблять таку оцінку більш об'єктивною.

- розширення діапазону параметрів, які відображаються при зміні вимог до достовірності  $P$  при оцінці інформаційної ефективності різних систем передавання інформації;

– Приведені **практично важливі приклади** реалізації запропонованої методики, які мають прикладну цінність для дослідження систем передавання інформації на **фізичному рівні**.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. **Баляр В. Б.** Порівняльна характеристика систем цифрового наземного телевізійного мовлення у стандартах DVB-T/T2 / Баляр В. Б., Гофайзен О. В. // Цифрові технології. – 2012. – № 11. – С. 31–46.
2. **Банкет В. Л.** Эффективность систем передачи дискретных сигналов / В. Л. Банкет // Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ сигналов. – Москва : Сов. радио, 1976. – С. 229–235.
3. **Банкет В. Л.** Эффективность систем передачи дискретных сообщений / В. Л. Банкет. – Одесса : ОЭИС, 1982. – 74 с.
4. **Барановская Т. П.** Архитектура компьютерных систем и сетей : учеб. пособие / Т. П. Барановская, В. И. Лойко. – Москва : Финансы и статистика, 2003. – С. 256.
5. **Бессалов И. Е.** Обнаружение неисправностей в работе компонентов DWDM-систем связи / И. Е. Бессалов. – Москва : Lightwave RE, 2005. – № 4. – С. 31–33.
6. **Бишовець Г. Ю.** Використання технології частотно-ортогонального мультиплексування в LTE / Г. Ю. Бишовець // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2013. – Вип. 4. – С. 97–100.
7. **Бусленко Н. П.** Моделирование сложных систем / Н. П. Бусленко. – Москва : Наука, 1968. – 356 с. : ил., табл.
8. **Витерби Э. Д.** Принципы когерентной связи : пер. с англ. / Э. Д. Витерби. – Москва : Сов. радио, 1970.
9. **Галлагер Р. Дж.** Теория информации и надежная связь : пер. с англ. / Роберт Дж. Галлагер – Москва : Сов. радио, 1974. – 719 с. : ил. – Библиогр.: с. 695–708.
10. **Григорьев В. А.** Сети и системы радиодоступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. – Москва : Эко-Трендз, 2005. – 384 с. : ил., табл. – Библиогр.: с. 373–379 (158 назв.).

11. **Громаков Ю. А.** Технологии определения местоположения в GSM и UMTS : учеб. пособие / Ю. А. Громаков, А. В. Северин, В. А. Шевцов. – Москва : Эко-Трендз, 2005. – 144 с. : ил.
12. **Гук М.** Аппаратные средства локальных сетей / М. Гук // Энциклопедия. – Санкт-Петербург : Питер, 2004. – С. 573.
13. **Дворкович В. П.** Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович. – Москва, 2012. – 1009 с.
14. **Дмитриев А. Л.** Оптические системы передачи информации : учеб. пособие / А. Л. Дмитриев. – Санкт-Петербург : СПбГУИТМО, 2007. – 96 с.
15. **Жураковський Ю. П.** Теорія інформації та кодування : підручник / Ю. П. Жураковський, В. П. Полторак. – Київ : Вища школа, 2001. – 255 с. : іл., табл. – Бібліогр.: с. 254–255.
16. **Зигангиров К. Ш.** Некоторые последовательные процедуры декодирования / К. Ш. Зигангиров // Проблемы передачи информации. – 1966. – № 2. – С. 13–25.
17. **Зюко А. Г.** Эффективность систем передачи сообщений / А. Г. Зюко // Электросвязь. – 1977. – № 6. – С. 17–19.
18. **Иванцов И. Ю.** Измерения в цифровых системах связи / И. Ю. Иванцов // Журнал сетевых решений (LAN). – 2005. – № 10.
19. **Ильченко М. Е.** Сотовые радиосети с коммутацией пакетов / М. Е. Ильченко, С. Г. Бунин, А. П. Войтер. – Киев : Наукова думка, 2003. – 266 с.
20. **Ильченко М. Е.** Разграничение и слияние уровней эталонной модели взаимодействия для информационно-телекоммуникационных систем / М. Е. Ильченко, А. В. Мошинская, Л. А. Урывский // Кибернетика и системный анализ. – 2011. – Т. 47, № 4. – С. 108–116. – Библиогр.: с. 116 (6 назв.). – URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/84220>.
21. **Ильченко М. Е.** Формирование телекоммуникационных стратегий на основе сценариев в информационном сообществе / М. Е. Ильченко, Л. А.

Урывский, А. В. Мошинская // Кибернетика и системный анализ. – 2017. – Т. 53, № 6. – С. 96–106.

22. **Ільченко М. Ю.** Сучасні телекомунікаційні системи / М. Ю. Ільченко, С. О. Кравчук. – Київ : Наукова думка, 2008. – 328 с.

23. **Ліпатов А. О.** Основи супутникових телекомунікаційних систем : навчальний посібник / А. О. Ліпатов, М. О. Могильченко, М. О. Коломийцев ; під ред. А. О. Ліпатова. – Київ : ВІТІ НТУУ «КПІ», 2004. – 220 с.

24. **Літнарів Р. М.** Конструювання і дослідження математичних моделей. Множинний аналіз. Частина 1 : МЕНУ / Р. М. Літнарів. – Рівне, 2009. – 127 с.

25. **Мошинская А. В.** Алгоритм оценки энергетического потенциала линии оптоволоконной связи / А. В. Мошинская // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – 2014. – № 2 (30). – С. 27–34.

26. **Мошинская А. В.** Анализ информационных свойств источника речевого сообщения / А. В. Мошинская, Л. А. Урывский // Материалы 15-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 12-16 сентября 2005 г, Севастополь, Крым, Украина. – Севастополь, 2005. – Т. 1. – С. 322–323.

27. **Мошинская А. В.** Анализ показателей качества цифрового сигнала / А. В. Мошинская, Д. А. Георгин // Проблеми телекомунікацій : Одинадцята Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекомунікацій (ПТ-17), 18-21 квітня 2017 р., Україна, Київ : збірник матеріалів. – Київ, 2017. – С. 54–56.

28. **Мошинская А. В.** Методика оценки информационных возможностей канала спутниковой связи / А. В. Мошинская, И. О. Аврамец // Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – Київ, 2010. – № 2. – С. 35–39. – (Матеріали науково-практичного семінару молодих науковців).

29. **Мошинская А. В.** Оценка пропускной способности цифровых каналов волоконно-оптических систем с технологией DWDM / А. В. Мошинская, Л. А. Уривский // Проблемы телекоммуникаций : П'ята науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекоммуникаций (ПТ-11), 24-27 квітня 2011 року, м. Київ : збірник матеріалів / НТУУ «КПІ», ІТС. – Київ : Політехніка, 2011. – С. 72–73.

30. **Мошинская А. В.** Синтез методики оценки качества цифрового сигнала / А. В. Мошинская, Д. А. Георгин // Проблемы телекоммуникаций : Десята Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекоммуникаций (ПТ-16), 19-22 квітня 2016 р., Україна, Київ : збірник матеріалів. – Київ, 2016. – С. 62–64.

31. **Мошинская А. В.** Учет характеристик линии связи при оценке информационных возможностей дискретных и непрерывных каналов связи / А. В. Мошинская // Проблемы телекоммуникаций : Перша науково-технічна конференція, присвячена Дню науки в Україні (ПТ-07), 25-27 квітня 2007 року, м. Київ : збірник тез / НТУУ «КПІ», ІТС. – Київ : Політехніка, 2007. – С. 72–73.

32. **Мошинська А. В.** Декомпозиція процесів переходу від сценарію до стратегії передачі інформації у мультисервісній системі / А. В. Мошинська, Л. О. Уривський // Проблемы телекоммуникаций : Дванадцята Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекоммуникаций (ПТ-18), 16-20 квітня 2018 р., Україна, Київ : збірник матеріалів. – Київ, 2018. – С. 30–32 : іл. – Бібліогр.: с. 32 (2 назви).

33. **Основи** теорії телекоммуникаций : підруч. для студ. вищ. навч. закл., які навчаються за напрямом підгот. "Телекоммуникації" / [авт.: О. В. Корнейко, О. В. Кувшинов, О. П. Лежнюк, С. П. Лівенцев, Л. М. Сакович, Л. О. Уривський] ; за заг. ред., зі вступом і післямовою М. Ю. Ільченка ; М-во освіти і науки України, Нац. техн. ун-т України "Київ. політехн. ін-т". – Київ : Вид-во Ін-ту спец. зв'язку та захисту інформ. НТУУ "КПІ", 2010. – 786 с. : іл., табл. – Бібліогр.: с. 766–768.

34. **Патент на корисну модель 94019 Україна, МПК (2014.01) H04L 27/32 (2006.01).** Спосіб адаптивного вибору виду багатопозиційної модуляції / Уривський Л. О., Осипчук С. О., Прокопенко К. А. ; власник Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут". – № u 201405069 ; заявл. 13.05.14 ; опубл. 27.10.14, Бюл. № 20.

35. **Пешкін А.М.** Формування сигнально-кодових конструкцій на основі кодів, забезпечуючих максимальне наближення до границі Шеннона: дисертація кандидата технічних наук: 05.12.02 / А.М. Пешкін; Київ, НТУУ «КПІ ім. І. Сікорського». – К. : 2017. – 142 с.

36. **Попов А. С.** Исследование и разработка интерактивных устройств для повышения помехоустойчивости систем эфирного цифрового телевизионного вещания : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 / Попов Александр Сергеевич ; науч. рук. М. И. Курячий. – Томск, 2014. – 185 с. – <http://www.konf.x-pdf.ru/18radiotekhnika/113906-1-issledovanie-razrabotka-interaktivnih-ustroystv-dlya-povisheniya-pomehoustoychivosti-sistem-efirnogo-cifrovogo-televizio.php>.

37. **Редд Дж.** Особенности измерения коэффициента ошибок / Дж. Редд // Lightwave Russian Edition. – 2005. – № 1. – С. 40.

38. **Ситник В. Ф.** Імітаційне моделювання : навч.-метод. посібник для самостійного вивчення дисциплін / В. Ф. Ситник, Н. С. Орленко. – Київ : КНЕУ, 1999. – 208 с.

39. **Семенов А. Б.** Волоконно-оптические подсистемы современных СКС / А. Б. Семенов. – Москва : Академия АйТи ; ДМК Пресс, 2006. – 632 с. : ил.

40. **Сети UMTS.** Архитектура, мобильность, сервисы / Х. Кааранен, А. Ахтиайнен, Л. Лаитинен, С. Найан, В. Ниemi. – Москва : Техносфера, 2007. – 464 с.

41. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – Изд. 2-е, испр. – Москва : Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.

42. **Слепов Н. Н.** Оценка показателей ошибок цифровых линий связи / Н. Н. Слепов // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2002. – № 5. – С. 22–31.
43. **Современные** беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И. А. Гепко, В. Ф. Олейник, Ю. Д. Чайка, А. В. Бондаренко. – Киев : ЕКМО, 2009. – 672 с.
44. **Спутниковая** связь и вещание : справочник / под ред. Л. Я. Кантора. – Москва : Радио и связь, 1997. – 528 с.
45. **Стандарты** наземного эфирного цифрового телевидения DVB-T и DVB-T2. – [Б. м.], 2011. – С. 19.
46. **Стариков Н. С.** Q-фактор: новый подход к анализу качества цифровых систем передачи / Н. С. Стариков // *Метрология и измерительная техника в связи.* – 2002. – № 5. – С. 17–18.
47. **Стратонович Р. Л.** Теория информации / Р. Л. Стратонович. – Москва : Сов. радио, 1975. – 424 с.
48. **Стрюк Я. Г.** Стандарт цифрового телевидения DVB-T2 : учебное пособие / Я. Г. Стрюк. – Москва : МТУСИ, – С. 3.
49. **Теория** электрической связи : учебник для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров / под ред. Д. Д. Кловского. – Москва : Радио и связь, 1999. – 432 с. : ил.
50. **Теплов Н. Л.** Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н. Л. Теплов. – Москва : Связь, 1964. – 359 с.
51. **Тихвинский В. О.** Эволюция современных сетей мобильной связи 2G/3G/4G / В. О. Тихвинский // Региональный обучающий семинар МСЭ для стран СНГ «Перспективы развития инфокоммуникаций: технологии и вопросы регулирования сектора», г. Астана, Республика Казахстан, 23–24 сентября 2014 г. – [URL:http://www.itu.int/en/ITU-D/Regional.../09.../Session\\_1\\_Tikhvinskiy\\_1.pdf](http://www.itu.int/en/ITU-D/Regional.../09.../Session_1_Tikhvinskiy_1.pdf).
52. **Уривський Л. О.** Аналіз можливостей організації мобільного зв'язку в умовах надзвичайних ситуацій на основі стандартів 802.11xx /

Л. О. Уривський, А. В. Мошинська, С. О. Осипчук // Збірник наукових праць ВІПІ. – 2019. – № 1. – С. 110–118.

53. **Уривський Л. О.** Аналіз продуктивності заводо захищених систем передавання дискретної інформації / Л. О. Уривський, А. В. Мошинська, С. М. Вергун // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2016. – № 2. – С. 7–13.

54. **Уривський Л. О.** Аналіз продуктивності систем мобільного зв'язку з нано- і пікосотами / Л. О. Уривський, Б.О. Шмігель // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку . – 2014. – № 4. – С. 5–10.

55. **Уривський Л. О.** Методика оцінки граничної інформаційної ефективності заводостійких кодів // Уривський Л. О., Пешкін А. М. // Information and Telecommunication Sciences. – 2016. – N 2. – P. 70–74.

56. **Уривський Л. О.** Модифікована методика оцінки ефективності систем передачі інформації / Л. О. Уривський, А. В. Мошинська, К. А. Прокопенко // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2010. – № 6. – С. 24–29.

57. **Уривський Л. О.** Співвідношення пропускної здатності і продуктивності систем передачі на базі технології UMTS / Л. О. Уривський, А. В. Мошинська, К. А. Прокопенко // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2011. – № 1. – С. 7–12.

58. **Уривский Л. А.** Анализ зависимости дифференциальной энтропии дискретных отсчетов цифровизируемых сигналов от пространственно-энергетических параметров каналов связи / Л. А. Уривский, А. В. Мошинская // Моделювання та інформаційні технології : збірка наукових праць ІПМЕ ім. Г. Є. Пухова. – Київ : ІПМЕ НАН України, 2005. – Спеціальний випуск, № 2. – С. 85–87.

59. **Уривский Л. А.** Анализ применимости модели Уолвиша –Икегами для анализа системы с технологией UMTS / Л. А. Уривский, А. В. Мошинская, М. С. Мусинова // Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – Київ, 2010. – № 1. – С. 23–27. – (Матеріали науково-практичного семінару молодих науковців).



60. **Урывский Л. А.** Векторно-фазовый метод для определения показателей помехоустойчивости многопозиционных сигналов / Урывский Л. А., Прокопенко Е. А., Наталенко А. И. // Зв'язок. – 2012. – № 4. – С. 58-63.
61. **Урывский Л. А.** Использование критериев многоуровневой оптимизации в задачах анализа мультисервисных телекоммуникационных систем / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Проблеми телекомунікацій : Восьма Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекомунікацій (ПТ-14), 22-25 квітня 2014 р., Україна, Київ : збірник матеріалів. – Київ, 2014. – С. 477–481.
62. **Урывский Л. А.** Исследование динамики показателей формулы К. Шеннона при передаче дискретных сообщений / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Зв'язок. – 2007. – № 3. – С. 58–61.
63. **Урывский Л. А.** Исследование динамики показателей формулы К. Шеннона при передаче непрерывных сигналов / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Зв'язок. – 2006. – № 2. – С. 62–64.
64. **Урывский Л. А.** Исследование информационных возможностей широкополосных и сверхширокополосных сигналов / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Проблеми телекомунікацій : Четверта Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекомунікацій (ПТ-10), 25-27 квітня 2010 р., Україна, Київ : збірник тез. – Київ, 2010. – С. 47.
65. **Урывский Л. А.** Исследование пропускной способности непрерывного канала связи в условиях линейных и нелинейных ограничений передаваемого сигнала / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская, В. И. Рыжов // Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2008. – № 1. – С. 119–124.
66. **Урывский Л. А.** Методика оценки качества цифрового сигнала / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Проблеми телекомунікацій : Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і

Всесвітньому Дню телекомунікацій (ПТ-15), 21-24 квітня 2015 р., Україна, Київ : збірник матеріалів. – Київ, 2015. – С. 68–71.

67. **Урывский Л. А.** Оценка производительности системы связи класса UMTS на основе модели Уолвиша–Икегами / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская, М. С. Мусинова // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – 2010. – № 1. – С. 45–50.

68. **Урывский Л. А.** Оценка пропускной способности цифровых каналов волоконно-оптических систем с технологией DWDM / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Проблеми телекомунікацій : П'ята Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена Дню науки і Всесвітньому Дню телекомунікацій (ПТ-11), 19-22 квітня 2011 р., Україна, Київ : збірник тез. – Київ, 2011. – С. 96.

69. **Урывский Л. А.** Свойства сигналов на основе ортогонального базиса Уолша, как инструментов многоканального доступа и средства повышения помехоустойчивости / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская, О. О. Аврамец // Вісник Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – Київ, 2010. – № 2. – С. 25–28. – (Матеріали науково-практичного семінару молодих науковців).

70. **Урывский Л. А.** Синтез модели речевого сообщения в аксиоматике К. Шеннона / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Зв'язок. – 2005. – № 6. – С. 47–48.

71. **Урывский Л. А.** Синтез сигнально-кодовых конструкций для OFDM сигналов в канале с постоянными параметрами / Урывский Л. А., Осипчук С. А. // Наукові записки УНДІЗ. – 2014. – № 4 (32). – С. 41–48.

72. **Урывский Л. А.** Синтез показателя информационных возможностей для систем передачи с непрерывной модуляцией и его анализ / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – Київ, 2008. – № 2(4). – С. 50–60.

73. **Урывский Л. А.** Синтез правила выбора помехоустойчивого кода при заданных пространственно-энергетических условиях передачи дискретной информации / Л. А. Урывский, А. В. Мошинская // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку : науково-виробничий збірник. – Київ, 2008. – № 4(6). – С. 88–102.
74. **Урывский Л. А.** Технологии спутниковой связи / Л. А. Урывский // Связь. Информатизация: компании Украины от «А» до «Я» : справочник. Аналитический раздел. – Киев : Одеск Плюс, 1999. – 264 с.
75. **Феер К.** Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер. – Москва : Радио и связь, 2000.
76. **Филимонов А.** Построение мультисервисных сетей Ethernet : учеб. пособие / А. Филимонов. – Москва : ВНУ, 2007. – С. 342.
77. **Финк Л. М.** Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. – 2-е изд., перераб., и доп. – Москва : Сов. радио, 1970. – 728 с. : ил. – Библиогр. в конце глав.
78. **Хэмминг Р. В.** Теория кодирования и теория информации / Р. В. Хэмминг ; пер. с англ. С. И. Гельфанда ; под ред. Б. С. Цыбакова – Москва : Радио и связь, 1983. – 176 с. : ил.
79. **Цымбал В. П.** Теория информации и кодирование / В. П. Цымбал. – Киев : Высшая школа, 1977. – 288 с.
80. **Чисар И.** Теория информации : теоремы кодирования для дискретных систем без памяти / Имре Чисар, Янош Кёрнер ; пер. с англ. С. И. Гельфанда, Л. Е. Филипповой ; под ред. Л. Л. Добрушина. – Москва : Мир, 1985. – 397 с. : ил. – Библиогр.: с. 372–384.
81. **Шахнович И.** Современные технологии беспроводной связи / И. Шахнович. – Москва : Техносфера. – 2008. – 288 с.
82. **Шварцман В. О.** Теория передачи дискретной информации : учебник для вузов связи / В. О. Шварцман. – Москва : Связь, 1979. – 424 с. : ил. – Библиогр.: с. 414–416 (74 назв.).

83. **Шеннон К.** Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон ; пер. с англ. под ред. Ф. А. Добрушина, О. Б. Лупанова. – Москва : Изд-во иностр. лит., 1963. – 830 с. : ил., табл. – Библиогр.: с. 783–820 ; библиогр. в конце статей.
84. **Audrey L. Allison.** The ITU and Managing Satellite Orbital and Spectrum Resources in the 21st Century / Audrey L. Allison. – [S. l.] : Springer Science & Business, 2014. – 94 p.
85. **Chen M.** Big data: a survey / Min Chen, Shiwen Mao, Yunhao Liu // Mobile Networks and Applications. – 2014. – Vol. 19, Issue 2 (April). – P. 171–209. – Google Scholar CrossRef. – DOI: 10.1007/s11036-013-0489-0.
86. **Cimini L. J.** Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing / L. J. Cimini // IEEE Trans. Commun. – 1985. – Vol. COM-33, July. – P. 665–675.
87. **Clark G. C.** Error-Correction Coding for Digital Communications / G. C. Clark, J. B. Cain. – New York : Plenum Press, 1981. – 422 p.
88. **Comparison** of methods for determining noise immunity indicators of a multiservice transmission system / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk, B. Shmihel // Advances in Information and Communication Technologies. – Cham : Springer, 2019. – P. 167–185. – (Lecture Notes in Electrical Engineering; vol. 560).
89. **Dahlman E.** 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. – Oxford, UK : Academic Press is an imprint of Elsevier, 2011. – 431 p.
90. **Digital** Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). – [S. l.], 2010. – 177 с. – (ETSI EN 302 755 V1.2.1).
91. **IEEE** Standard for Information technology 802.11n: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) [Electronic resource]. – Specifications: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11-2012.pdf>.

92. **Empirical** and analytical energy thresholds of Modulation-Coding Schemes research in IEEE 802.11n devices / M. Ilchenko, L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). Date of Conference: 20-24 Feb. 2018. Conference Location: Lviv-Slavske, Ukraine. – Lviv, 2018. – P. 991–994.

93. **Ferber S.** Comparison of DPSK and OOK modulation format in a 160 Gb/s transmission system / S. Ferber et al. // ECOC-IOOC 2003 Proceedings. – Rimini, 2003. – Vol. 4. – P. 1004–1005.

94. **Frame** structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). Draft ETSI EN 302 755 V1.4.1, February 2015. – [S. l.], 2015.

95. **Fundamentals** of LTE / G. Arunabha, J. Zhang, G. Jeffrey, M. Rias. – [S. l.] : Prentice Hall, 2010. – 464 p.

96. **Gallager R. G.** Information Theory and Reliable Communication / R. G. Gallager. – Wiley, 1968. – 588 p.

97. **Ilchenko M.** Developing of Telecommunication Strategies based on the Scenarios of the Information Community / M. Ilchenko, L. Uryvsky, A. Moshynska // Springer Science + Business Media, New York, 2017. – New York, 2017. – P. 905–913.

98. **IoT** solutions research and development for wide range applications / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk, V. Kyrashchuk // Sciences of Europe, Praha, Czech Republic. – Praha, 2019. – Vol. 1, N 36. – P. 40–54.

99. **ITU-T** Recommendation G.826. End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections. – [S. l.], 2002. – P. 6–9.

100. **Lacage M.** IEEE 802.11 Rate Adaptation: A Practical Approach; in MSWiM04 / M. Lacage, M. Manshaei, T. Turletti. – [S. l.], 2004. – P. 126–134.

101. **Light** radio [Electronic resource] // Alcatel-lucent. – <http://www.alcatel-lucent.com/solutions/lightradio>

102. **Matthew S.** 802.11n: A Survival Guide / S. Matthew // O'Reilly. – [S. l.], 2013. – 152 p.
103. **Metro** Cell Express [Electronic resource] // Alcatel-lucent. – <http://www.alcatel-lucent.com/solutions/lightradio-metro-cell-express>
104. **Moshynska A.** Resource estimation of data transmission digital channels in satellite communication systems / A. Moshynska // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – Budapest, 2019. – P. 1, N 33. – P. 50–54.
105. **Moshynska A.** Shaping the telecommunication strategies for multiservice system based on information society scenarios / A. Moshynska // International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), Ukraine, Kyiv, 2016 / IEEE Xplore Digital Library. – Kyiv, 2016. – P. 1–4. **DOI:** [10.1109/UkrMiCo.2016.7739633](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739633).
106. **Savo G.** Glisic Advanced Wireless Networks 4G Technologies John Wiley & Sons Ltd / G. Savo. – [S. l.]. – 886 p.
107. **Shannon C.** A Mathematical theory of communication / C. Shannon // Bell System Technical Journal. – 1948. – Vol. 27, July and October. – P. 379–423 and 623–656.
108. **The ability** to overcome the multipath factor in the radio channels of the microwave range based on OFDM technology / L. Uryvsky, A. Moshynska, B. Shmihel, V. Solianikova // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – Budapest, 2019. – Vol. 1, N 37. – P. 51–55.
109. **The effect** of the features of signalcode constructions forming on indicators of functionality and reliability of communication systems based on the 802.11 n/ac standards / S. Osypchuk, A. Moshynska, A. Pieshkin, B. Shmihel // Sciences of Europe, Praha, Czech Republic. – Praha, 2018. – Vol. 2, N 26 – P. 38–47.
110. **The signal-code** construction method with maximum approach to the communication channel throughput / L. Uryvsky, A. Moshynska, A. Pieshkin, D. Hriaznov // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – Budapest, 2018. – P. 1, N 22. – P. 28–33.

111. *The simulation* model for calculating the indicators of digital communication signals quality transmission / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk, D. Heorgin // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – Budapest, 2019. – Vol. 1, N 34 – P. 21–31.

112. *Upper* bounds on the rate of LDPC codes / D. Burshtein, M. Krivelevich, S. Litsyn, G. Miller // IEEE Trans. Inform. Theory. – 2002. – Vol. 48, N 9. – P. 2437–2449.

113. *Uryvsky L.* Analysis of digital signal quality indicators based on analytic and stochastic modeling / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), Ukraine, Odessa, 2017 / IEEE Xplore Digital Library. – Odessa, 2017. – P. 1–4 .

114. *Uryvsky L.* Analysis of properties of the wideband signals in the low energy conditions / L. Uryvsky, A. Moshynska, B. Shmihel // Sciences of Europe, Praha, Czech Republic. – Praha, 2019). – Vol. 1, N 37. – P. 60–63.

115. *Uryvsky L.* Applied research of Modulation-Coding Schemes selection algorithms effectiveness in 802.11 equipment / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // 4-th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T 2017), 2017, XHYPE, Україна, Харків. – Харків, 2017. – P. 20–25.

116. *Uryvsky L.* Efficiency analysis of signal-code sequences selection algorithms on IEEE 802.11 equipment / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // V International scientific conference «Advanced Information Systems and Technologies», НУ «Львівська політехніка», 2017, Україна, Львів. – Львів, 2017. – P. 1–4.

117. *Uryvsky L.* Evaluation of the automatic power control effectiveness in radio communication systems ad-hoc // L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // Danish scientific journal (DSJ). – 2019. – Vol. 1, N 22. – P. 68–72.

118. *Uryvsky L.* Implementation of the Software Defined Radio Concept in Terahertz Range Based on Wi-Fi / L. Uryvsky, T. Narytnik, S. Osypchuk // 2nd International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications.

Science and Technology”, IEEE PIC S&T 2015, 13–15 October, Kharkiv, Ukraine. – Kharkiv, 2015. – P. 209–212.

119. **Uryvsky L.** Increasing the wireless systems information efficiency using LDPC coding / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // Information and Telecommunication Sciences. – 2019. – Vol. 10, N 1. – P. 5–10.

120. **Uryvsky L.** Internet Of Things Solutions Research And Development For Widespread Usage And Applications / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // The Actual Problems of the World Today : monograph. – London, SCIEEMCEE, 2019. – P. 254–266.

121. **Uryvsky L. O.** Perspectives of transformation of algorithms of noise-immune signaling of DVB-T2 standard into a duplex communication system / Uryvsky L. O., Shevchenko M. V. // International Conference “TELECOMMUNICATIONS ISSUES – 2017”. – [S. l.], 2017. – P. 458–461.

122. **Uryvsky L.** Productivity Increase of Multiservice Duplex System Using the DVB-T2 Standard / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // The Actual Problems of the World Today : monograph. – London : SCIEEMCEE, 2019. – P. 279–296.

123. **Uryvsky L.** Selection of Signal-Code Sequences in IEEE 802.11 Equipment / L. Uryvsky, A. Moshynska, S. Osypchuk // The scientific heritage, Budapest, Hungary. – Budapest, 2017. – P. 1, N 17. – P. 60–63.

124. **Uryvsky L.** The 802.11 Protocols Usage for Wireless Systems Construction with Flexible Architecture / L. Uryvsky, S. Osypchuk, B. Shmigel // IEEE TCSET-2016, 2016, Lviv-Slavske, Ukraine. – Lviv, 2016. – P. 918–921.

125. **Uryvsky L.** The analysis of the transmission system productivity to discrete information near-by the border Shannon in the conditions of the real anti-interference coding / Leonid Uryvsky, Alina Moshynska // X International PhD Workshop OWD'2008, 18–21 October 2008, Poland, Gliwice. – Gliwice, 2008. – P. 573–579.



126. *Uryvsky L.* The methodology of information capabilities estimation for fiber-optics communication / L. Uryvsky, A. Moshynska // Information and Telecommunication Sciences. – 2014. – Vol. 5, N 1. – P. 62–65.

127. *Wesolowski K.* Mobile Communication Systems John Wiley & Sons / Krzysztof Wesolowski. – [S. l.], 2009. – 579 p.

### Вимірювання показників якості цифрових сигналів

Ключовим параметром якості ЦСП є помилки. Показників помилок безліч, всі вони будуть по-черзі розглянуті нижче. Найпростіший з них - коефіцієнт бітових помилок (Bit Error Ratio, BER). Нагадаємо, що під BER слід розуміти відношення кількості помилкових бітів до їх загального переданому числа.

Необхідно відзначити, що за інших рівних умов BER залежить від кількості переданих бітів. Наприклад, довга послідовність однакових символів може викликати низькочастотну амплітудну модуляцію і детермінований джитер, наслідком яких буде зростання числа помилок. Для забезпечення коректності порівняння різних ЦСП використовуються типові випробувальні послідовності, причому кожної стандартної швидкості передачі відповідає своя випробувальна послідовність. За своїми властивостями вони близькі до гаусового шуму, але мають певний період повторення. Тому вони називаються не просто випадковими, а псевдовипадковими послідовностями (ПВП) (Pseudo-Random Bit Sequence, PRBS) [37].

Помилки можна виявити двома основними методами. По-перше, під час приймання та налаштування ліній зв'язку, пошуку несправностей і ремонту виконуються вимірювання з перервою зв'язку, які реалізуються за трьома схемами підключення: точка-точка, шлейф і транзит. (див. рис.1)

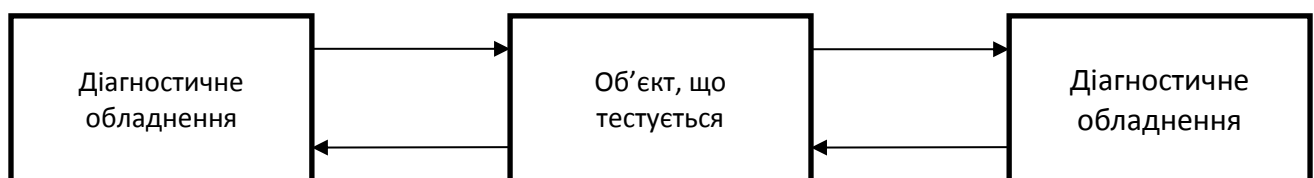


Рис. А.1. Вимірювання з перериванням зв'язку

По-друге, для моніторингу мережі та якісної оцінки її стану, виявлення і усунення пошкоджень використовуються вимірювання без переривання зв'язку. (див. рис. 2)

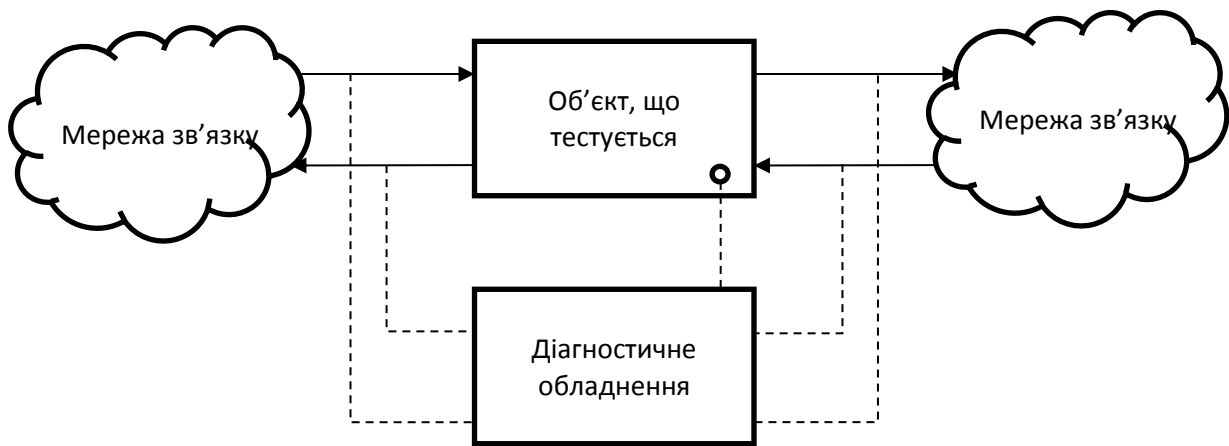


Рис. А.2. Вимірювання без переривання зв'язку

Вимірювання BER без переривання зв'язку вимагає точного знання структури цифрового сигналу. Таким сигналом в складі циклу, наприклад первинного цифрового сигналу E-1, є циклової синхросигнал, що займає 7 біт нульового канального інтервалу (KI) сигналу E-1. Циклової сигнал передається в кожному другому циклі сигналу E-1, причому кожен цикл E-1 містить 32 KI і, отже,  $32 \times 8 = 256$  біт. Таким чином, відносна частка циклового синхросигналу в сигналі E-1 становить  $7 / (256 \times 2) < 1,4\%$ . Тому достовірність оцінки BER за допомогою циклового синхросигналу дуже низька [42].

Ще один відомий метод оцінки якості цифрової передачі заснований на виявленні помилок коду. Він використовується, наприклад, в цифрових трактах T-1 / E-1, де застосовуються коди з чергуванням полярності одиниць AMI і HDB-3. Однак за допомогою вимірника помилок коду можна виявити істинне значення коефіцієнта бітових помилок. Відхилення між результатами вимірювання помилок коду і звичайного вимірювання помилок методом побітового порівняння стають особливо помітними при коефіцієнтах помилок більш  $10^{-3}$ . Крім того, порушення правил кодування часто поширюється і на декілька біт, що знаходяться після біта з помилкою. Внаслідок цього залежне від змісту сигналу зміщення і похибка при великих коефіцієнтах помилок унеможливають точний аналіз розподілу помилок [42].

Отже, практична оцінка BER можлива тільки в режимі вимірювань з перервою зв'язку і посилкою еталонних випробувальних сигналів. При вимірюванні BER випробувальний сигнал повинен якомога краще імітувати реальний, тобто мати випадковий характер. Як такого випробувального сигналу зазвичай використовують псевдовипадкову послідовність бітів (ПВП) з заданою структурою, близькою до справжнього інформаційного сигналу. Такі послідовності формуються тактованими регістрами зсуву зі зворотним зв'язком. Цифровий випробувальний сигнал замінює зазвичай передається інформаційний сигнал і оцінюється на приймальному кінці вимірником помилок.

Таким чином, необхідний в умовах нормальної експлуатації безперервний моніторинг помилок цифрової передачі методом BER без перерви зв'язку практично неможливий.

В даний час для оцінки якості цифрових систем передачі в експлуатаційних умовах застосовується метод вимірювання блокових помилок. Як неважко здогадатися, головна його перевага полягає в тому, що він заснований на використанні самого інформаційного сигналу і виконується без переривання зв'язку.

Всі методи вимірювання блокових помилок припускають введення надмірності в інформаційний сигнал, обробку цього допоміжного сигналу за певним алгоритмом і передачу результату обробки на приймаючу сторону, де прийнятий сигнал обробляється за тим же алгоритмом, що і при передачі, а підсумок порівнюється з результатом обробки, отриманим від передавальної сторони. При їх різниці переданий блок вважається помилковим [37].

Відомо кілька способів виявлення блокових помилок. Способи поблочного контролю парності і контрольної суми не дозволяють розпізнати всі типи помилок, тим самим обмежуючи їх практичне застосування. Мабуть, єдиним універсальним способом вимірювання помилок без перерви зв'язку є контроль за допомогою циклічного надмірного коду (Cyclical Redundancy Check, CRC).

Слід особливо підкреслити, що оцінка BER буде абсолютно точною тільки при нескінченно великому числі переданих бітів. Строго кажучи, коли їх кількість обмежена, ми отримуємо не ймовірність події BER, а його оцінку BERT. Очевидно, що рівень достовірності цієї оцінки (Confidential Level, CL), званий також довірчою ймовірністю, залежить від кількості зареєстрованих помилок і від загального числа переданих бітів  $N$ .

Це підтверджують дані таблиці (див. Таблицю 3.1), де наведені необхідні значення нормованої тривалості  $N \times \text{BER}$  в залежності від числа зареєстрованих помилок  $E$  і рівня достовірності оцінки CL - чим більше число зареєстрованих помилок і рівень достовірності оцінки CL, тим більше число бітів необхідно передати.

Типова схема вимірювання BER припускає наявність генератора випробувальних бітових (символьних) послідовностей тестера BER, випробуваного об'єкта (регенератора, ділянки ЦСП і т. п.) і детектора помилок тестера BER [99].

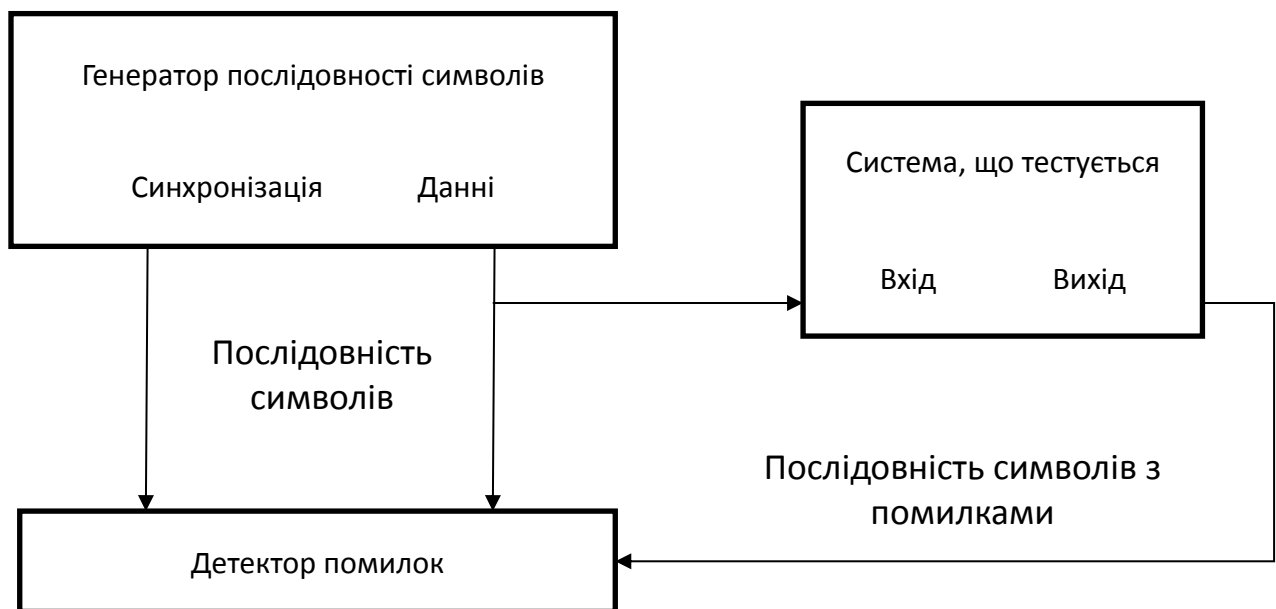


Рис. А.3. Схема підключення установки для вимірювання коефіцієнта помилок

Генератор тестера BER формує випробувальні сигнали, які подаються на вхід тестованого об'єкта. Генератор тестованого сигналу є також джерелом сигналу для детектора помилок тестера BER.

Тестований об'єкт може бути територіально поєднаний з тестером BER або перебувати в віддаленому пункті. У будь-якому випадку випробуваний об'єкт повинен бути виведений з експлуатації і сигнал з його виходу поданий на вхід приймача тестера BER. Як кажуть зв'язківці, має бути організований вимірювальний шлейф.

Детектор помилок отримує випробувальний сигнал з виходу тестованого об'єкта або формує точну копію цього сигналу автономно. Випробувальний сигнал генератора порівнюється побітно до сигналу з виходу випробуваного об'єкта. Кожне відмінність сигналів детектор фіксує як бітову помилку. Необхідну синфазність двох зазначених сигналів забезпечує детектор помилок, в якому передбачена необхідна затримка сигналу з виходу генератора. Завдання фазування сигналів зазвичай виконується на етапі калібрування тестера BER.

Випробувальні сигнали тестерів BER стандартизовані. Як вже зазначалося вище, інформаційний сигнал в тестерах BER імітується у вигляді так званих псевдовипадкових послідовностей ПВП (PRBS), вони формуються у відповідності зі стандартними алгоритмами і розрізняються числом генеруються символів  $M = 2^k - 1$ , де  $k$  - ціле число. В генераторах тестерів BER передбачена можливість створення довільних випробувальних послідовностей, званих зазвичай кодовими словами [99].

Очевидним недоліком BER є необхідність виведення тестованого об'єкта з експлуатації (Out of Service, OoS), що цілком прийнятно в процесі розробки або ремонту об'єкта і незручно, якщо ЦСП вже експлуатується. Крім того, параметр BER хороший для оцінки впливу одиночних перешкод, обумовлених гаусовими процесами, наприклад власними і перехідними перешкодами. У той же час в будь-якій реальній системі зв'язку присутні і цілі пакети таких помилок (їх ще називають серійними помилками). Тому без знання тимчасової структури помилок системи зв'язку неможлива ефективна локалізація ушкоджень і накопичення адекватної інформації про якість розробки та інсталяції обладнання. По суті, одного параметра BER недостатньо для коректної оцінки роботи ЦСП. Необхідні більш адекватні, що враховують структуру перешкод,

показники якості ЦСП з можливістю їх моніторингу в процесі нормальної експлуатації системи зв'язку (In Service Monitoring, ISM).

Як було показано вище, коефіцієнт бітових помилок BER є ключовим параметром оцінки якості цифрових систем передачі (ЦСП). Цей параметр незамінний при перевірці цифрової апаратури (наприклад, регенераторів) на етапі її розробки і ремонту, коли обладнання виведено з експлуатації. А що ж робити, коли цифрові канали і тракти потрібно протестувати в процесі їх нормальної експлуатації?

У параметра BER є й інший суттєвий недолік: цей показник практично неможливо використовувати для оцінки якості цифровий лінії. При замовленні будь-якої послуги зв'язку користувач і провайдер повинні укласти угоду про якість обслуговування (Service Level Agreement, SLA), де чітко обумовлюються двосторонні зобов'язання. Для оцінки якості сеансу зв'язку в цифровому каналі або тракті логічно використовувати відносне число помилок передачі за фіксовані інтервали часу - за секунду або за період передачі фіксованої групи бітів, яку називають блоком.

Саме ці показники покладені в основу двох базових рекомендацій ITU-T - G.821 і G.826, про які ми і поговоримо нижче. Цього року виповнилося чверть століття з моменту прийняття рекомендації G.821 «Параметри помилок міжнародного цифрового з'єднання мережі ISDN на швидкості нижче первинної». Першою мережею, де з'єднання між двома користувачами було повністю цифровим, була мережа ISDN. Первинними швидкостями ISDN є швидкості сигналів T-1 і E-1, рівні 1544 і 2048 кбіт / с, відповідно. Нижче первинної стандартом передбачаються швидкості  $64 \times N$ , де 64 Кбіт / с являє собою пропускну здатність основного (або базового) цифрового каналу (ОЦК), а  $N < 24$  в разі T-1 і  $N < 31$  в разі E-1 [99].

В рекомендації G.821 як параметр помилок цифрового з'єднання обрані два наступних: Число секунд з помилками (Errored Second, ES), до яких відноситься кожна секунда, в якій є принаймні одна помилка. Як впливає з визначення, при такому підході одиночна помилка і пакет помилок не розрізняються. Число

секунд з численними помилками (Severely Errored Second, SES), де SES означає секунду з коефіцієнтом помилок  $\geq 10^{-3}$ .

Оскільки обидва параметри - і ES, і SES - залежать від часу вимірювання T, для практичної оцінки якості цифрового з'єднання застосовують їх відносні значення: Errored Second Ratio  $ESR = ES / T$  і Severely Errored Second Ratio  $SESR = SES / T$ .

Зауважимо, що наявність двох параметрів оцінки помилок дозволяє не тільки більш точно визначити якість цифрового з'єднання, але і в багатьох випадках виявляється корисним при локалізації можливих пошкоджень.

З поширенням широкосмугових послуг зв'язку рамки використання рекомендації G. 821 ставали все більш вузькими. Спроби ж пристосувати її для вимірювання широкосмугових цифрових трактів виявилися невдалими. Крім того, визначення параметрів якості в G.821 ґрунтується на оцінці бітових помилок, а ті, в свою чергу, можуть бути точно визначені лише тоді, коли достовірно відома вимірюється цифрова послідовність. Тому тестування відповідно до G.821 можливо тільки при виведенні цифрового з'єднання з експлуатації [99].

Таким чином, фахівці потребували нової рекомендації, де враховувалися б реалії цифрових мереж зв'язку, включаючи потребу тестування каналу зв'язку в робочому режимі, в тому числі і в цифрових з'єднаннях із застосуванням обладнання синхронної цифрової ієрархії SDH і асинхронної передачі ATM.

Всім цим вимогам відповідає рекомендація G.826 «Параметри і норми помилок міжнародних цифрових з'єднань на швидкості вище первинної», схвалена ITU-T в 1993 р Вона забезпечила рішення трьох головних завдань по організації тестування помилок цифрових з'єднань:

- під час нормальної експлуатації;
- на швидкостях 1544 Кбіт / с, 2048 Кбіт / с і вище;
- в мережах з використанням технологій SDH і ATM.

Перше завдання було вирішене шляхом переходу від тестування помилок по бітам до тестування помилок по блоках. Нагадаємо, блок являє собою групу



послідовних бітів, які відносяться до досліджуваного цифрового тракту. Кожен біт належить до певного блоку. Контроль блоків виконується за допомогою вбудованих в системи передачі спеціальних пристроїв, застосування яких гарантує виявлення помилки з надійністю не нижче 90%.

Серед безлічі відомих способів блочного контролю помилок трьом зазначеним вимогам найбільш повно задовольняє метод циклічного контролю за надмірності (Cyclic Redundancy Code, CRC).

Метод CRC заснований на поділі і множенні многочленів. При цьому подільний многочлен є послідовну запис блоку даних в двійковій формі. Наприклад, в системі Е-1 блок даних, для якого розраховується CRC, складається з 256 байт. Тому ділене записується як двійкове число довжиною 2048 біт, яке за особливим правилом ділиться на обраний так званий породжуючий многочлен. Отриманий залишок використовується в якості контрольної інформації і передається по каналу зв'язку разом з інформаційним сигналом [42].

Аналогічна обробка отриманого блоку даних виконується на приймаючій стороні, і залишок ділення многочленів порівнюється з переданим залишком. Різниця зазначених залишкових многочленів є ознакою помилки в цифровому сигналі. В рекомендації G.826 визначено три типи блокових помилок: секунда з помилками (Errored Second, ES), що містить хоча б один блок з помилками або дефект; секунда з численними помилками (Severely Errored Second, SES), що містить  $\geq 30\%$  блоків з помилками або, принаймні, один період з серйозними порушеннями з'єднання (Severely Disturbed Period, SDP); блок з фонові помилкою (Background Block Error, BBE) - блок з помилками поза зазначених помилками секунд (SES) [99].

При вимірах під час нормальної експлуатації SDP спостерігаються, якщо з'являються так звані дефекти, по-різному визначаються в плезіохронних (PDH) і синхронних (SDH) системах, а також при асинхронної передачі (ATM). До цієї категорії належать пропажа сигналу (Loss of Signal, LOS), втрата циклової синхронізації (Loss of Frame, LOF) або прийом сигналу індикації аварійного

стану (Alarm Indication Signal, AIS). При вимірах з виведенням з експлуатації розпізнається SDP, якщо частота помилок протягом часу тестування становить  $\geq 10^{-2}$ .

В рекомендації G.826, як і в G.821B, застосовуються три відносних параметра блокових помилок: коефіцієнт секунд з блочними помилками (Errored Second Ratio, ESR), рівний відношенню секунд з блочними помилками до загальної кількості секунд вимірювання; коефіцієнт секунд з сильними блоковими помилками (Severely Errored Second Ratio, SESR), рівний відношенню секунд з сильними блоковими помилками до загальної кількості секунд вимірювання; коефіцієнт блоків з фоновими помилками (Background Block Error Ratio, BBER), рівний відношенню блоків з помилками до загальної кількості блоків в сеансі вимірювання, причому при розрахунку BBER все блоки з інтервалів з сильними помилками виключаються [99].

Потрібно мати на увазі, що при розрахунку всіх трьох параметрів враховується тільки час, протягом якого система передачі знаходиться в стані готовності. Параметр готовності цифрового з'єднання обов'язково включається в SLA. Система вважається неготовою з того моменту часу, після якого мають місце 10 послідовних секунд з сильними помилками SES. Згідно з тим же визначенням, система передачі знову повертається в стан готовності, якщо принаймні протягом 10 послідовних секунд помилок не спостерігається або це помилки ES.

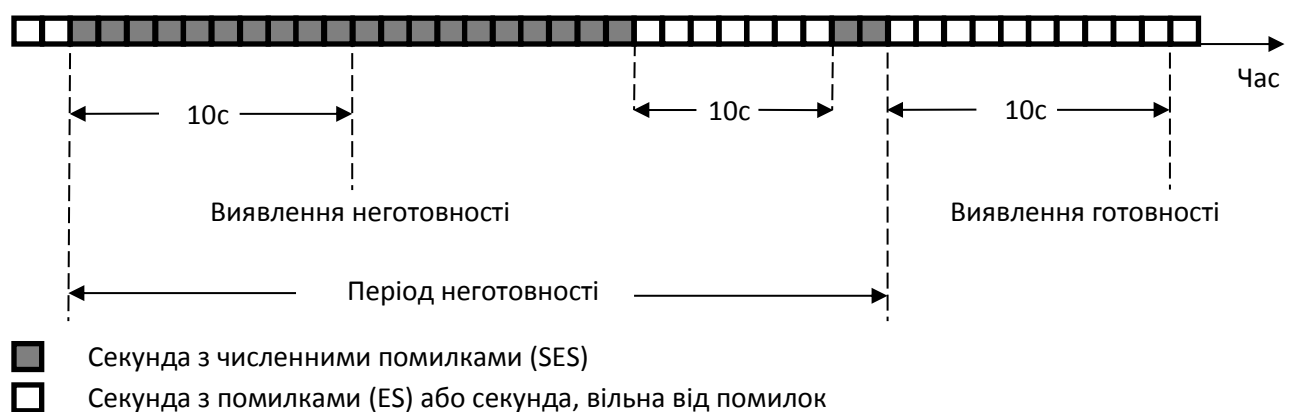


Рис. А.4. Приклад визначення недоступності

Нормований показник готовності системи являє собою відношення часу її готовності до загального часу роботи. Реальні значення показника надійності системи складають 99,5%. Якщо в аналогових системах передачі (АСП) потужність перешкод в каналах пропорційна довжині з'єднання, то в ЦСП існує лінійна залежність числа помилок від довжини з'єднання. Тому при розрахунку помилок в ЦСП, як і при розрахунку шумів в АСП, використовується принцип гіпотетичного еталонного тракту (Hypothetical Reference Path, HRP) [37].

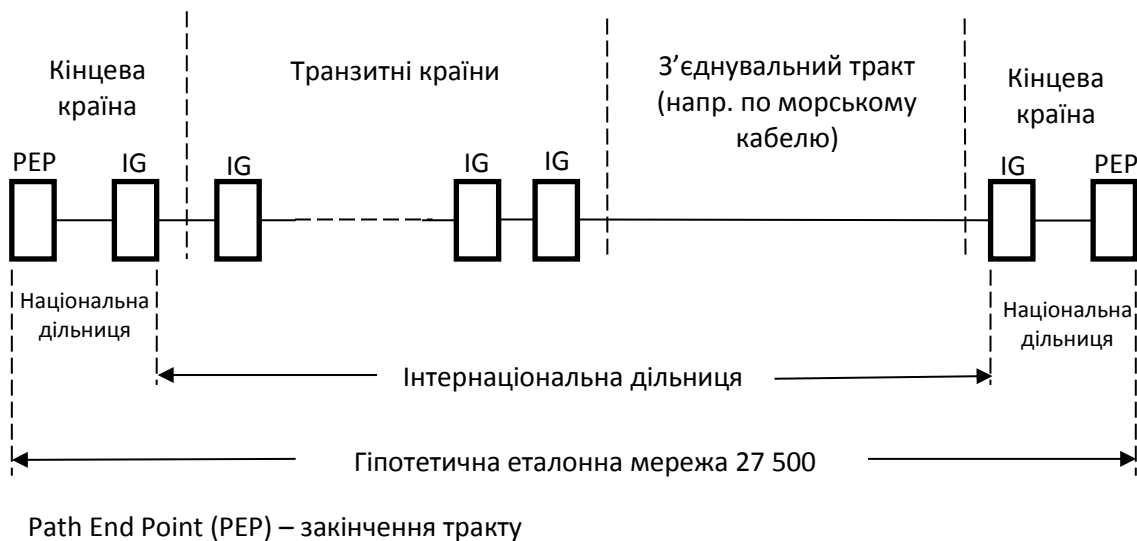


Рис. А.5. Гіпотетична еталонна мережа згідно із рекомендацією G.826

Еталонні тракти відповідно до рекомендацій G.821 і G.826 мають протяжність 27 500 км і описують розподіл показників помилок уздовж міжнародного цифрового з'єднання. Обидва ланцюги відображають особливості нормування показників помилок, затверджені в зазначених рекомендаціях.

Норми ESR, згідно G.826, збільшуються з ростом швидкості передачі, однак не пропорційно швидкості, а з помітним відставанням. Звідси випливає, що допустима ймовірність помилки зі збільшенням швидкості знижується - наприклад, для тракту VC-4 вона становить близько  $10^{-9}$ . Ця величина приблизно на три порядки жорсткіше тієї, що наведена в G.821.

Непропорційне підвищення норми ESR зі збільшенням швидкості в рекомендації G.826 зроблено навмисно.

**Вимоги до показників помилок для гіпотетичної еталонної мережі згідно із рекомендацією G.826**

Швид- кість	Підключенн я	Лінії з'єднання				
	Від 64 кбит/с до первинної швидкості	От 1,5 до 5 (Мбит/с )	>5 до 15 (Мбит/с )	>15 до 55 (Мбит/с)	>55 до 160 (Мбит/с)	>160 до 3500 (Мбит/с)
Біти/ Блок	Не застосовуєть ся	800- 5000	2000- 8000	4000-20 000	6000-20 000	15 000-30 000
ESR	0.04	0.04	0.05	0.075	0.16	-
SESR	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002
BBER	Не застосовуєть ся	$2 \times 10^{-4}$	$2 \times 1033^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$1 \times 10^{-4}$

Як показує досвід, секунди з помилками викликані не тільки неминучим фоновим шумом в системі передачі, але і часто виникають через нестационарних зовнішніх перешкод. Останні мають постійну тривалість, яка не залежить від швидкості передачі розглянутого тракту.

Порівняння обговорюваних рекомендацій показує, що при переході від швидкості 64 Кбіт / с в G.821 до мінімальної швидкості 2,048 Кбіт / с в G.826 вимоги до ймовірності помилок посилюються більш ніж в 60 разів. Розподіл норм помилок в ДЕЦ, згідно G.826, наведено в таблиці 2.

Таким чином, в G.826 застосовується (як на національному, так і на міжнародному ділянці) комбінований спосіб нормування, при якому норма містить два види складових: постійну і залежні від довжини. Це відхилення від постійної частини в розрахунку на 1 км було введено на основі практичного досвіду. Тому норма помилок ділянки передачі визначається не тільки його протяжністю, а й складністю (наприклад, з урахуванням накопичення помилок мультимплексорів) [99].

**Розподіл норм помилок у гіпотетичної еталонної мережі згідно із рекомендацією G.826**

Для національних ділень	35%
Інтернаціональна транзитна ділень, до складу якої входять не більше ніж чотири країни транзиту	8%
Дві інтернаціональні ділень, що примикають до транзитної інтернаціональної ділень	2%
Складова, що залежить від довжини	55%

ДЕЦ ІТУ-Т являє собою інструмент практичного проектування систем передачі для національних адміністрацій. Кожна країна має власну ДЕЦ на основі ДЕЦ ІТУ-Т, де враховуються особливості конкретної території. Зазвичай в якості магістрального ділянки, що відповідає міжнародному ділянці ДЕЦ ІТУ-Т, вибирають максимальний лінійний розмір території. Так, в Україні протяжність магістрального ділянки національної ДЕЦ дорівнює 1200 км, що приблизно відповідає довжині України із заходу на схід, а в США - 6400 км, така відстань між східним і західним узбережжям.

### **Верифікація уніфікованої методики на основі імітаційної моделі обчислення показників якості**

Для того, щоб застосувати методику оцінки якості цифрових сигналів зв'язку, яка запропонована у даній роботі, необхідно власне проводити розрахунок параметрів якості цифрових сигналів при заданих вхідних параметрах. Аналітичні формули, запропоновані у пункті 3.2.4.2 підходять для цього, але при реальних значеннях вхідних параметрів їх застосування несе із собою певні труднощі, оскільки розрахунок факторіалів великих чисел – це складна задача навіть для сучасних електронних обчислювальних машин.

Для того, щоб оцінити значення показників якості при певних вхідних параметрах або проаналізувати їх поведінку на певному проміжку значень вхідних параметрів, зручно застосувати імітаційне моделювання.

В ході розробки даної методики було побудовано імітаційну модель, яка являє собою комп'ютерну програму, що на основі генератора випадкових чисел імітує цифровий канал зв'язку із завадами. На основі зімітованого каналу можна провести вимірювання показників якості передачі інформації.

У даній роботі імітаційна модель являє собою комп'ютерну програму, що на основі генератора випадкових чисел імітує цифровий канал зв'язку із завадами. Лістинг програми наведений у Додатку В.

Основним інструментом є високорівнева мова програмування C# 6.0 та платформа Microsoft .Net Framework 4.5. C# (вимовляється Сі-шарп) — об'єктно-орієнтована мова програмування з безпечною системою типізації для платформи .NET. Розроблена Андерсом Гейлсбергом, Скотом Вілтамутом та Пітером Гольде під егідою Microsoft Research (при фірмі Microsoft). Синтаксис C# близький до C++ і Java. Мова має строгу статичну типізацію, підтримує поліморфізм, перевантаження операторів, вказівники на функції-члени класів, атрибути, події, властивості, винятки, коментарі у форматі XML. Перейнявши багато що від своїх попередників — мов C++, Delphi, Модула і Smalltalk — C#,

спираючись на практику їхнього використання, виключає деякі моделі, що зарекомендували себе як проблематичні при розробці програмних систем.

Середовищем для зберігання даних, які є результатами досліджень, є Microsoft SQL Server 2016. Microsoft SQL Server — комерційна система керування базами даних, що розповсюджується корпорацією Microsoft. Мова, що використовується для запитів — Transact-SQL

Загальна послідовність дій для проведення дослідження:

- 1) Задання вихідних параметрів;
- 2) Запуск алгоритму на виконання. Результати виконання будуть відображені у консольному вікні та записані у базу даних;
- 3) Вибірка необхідних даних з бази даних;
- 4) Побудова графіків у середовищі MS Office Excel.

В основі імітаційної моделі лежить метод Монте-Карло. Генератор псевдовипадкових (далі – випадкових) чисел генерує послідовність випадкових чисел, яка є відображенням послідовності переданих по цифровому каналу зв'язку біт. Значення кожного випадкового числа визначає, чи був переданий біт прийнятий із помилкою. У якості генератора випадкових чисел використовується вбудований клас System.Random платформи .Net Framework. Випадкові числа вибираються з однаковою ймовірністю зі скінченної множини чисел. Поточна реалізація класу System.Random базується на основі модифікованої версії віднімального алгоритму генератора випадкових чисел Дональда Е. Кнута [24].

Для того, щоб визначити, чи був переданий біт помилковим, випадкове число, яке асоціюється із цим бітом, порівнюється із деяким пороговим значенням. Якщо це випадкове число виявилось меншим за порогове значення, то біт вважається таким, що був прийнятий із помилкою.

Порогове значення, із яким порівнюються випадкові числа, задає ймовірність помилки на біт  $p_b$ . Якщо генератор випадкових чисел генерує числа у межах від 0 до  $R$ , то ймовірність того, що згенероване випадкове число  $v$  буде менше деякого значення  $r$  буде

$$P(v < r) = r / R. \quad (\text{Б.1})$$

Через співвідношення (Б.1) можна обрати значення  $r$  і  $R$  таким чином, щоб відтворити необхідну для моделювання певних умов у цифровому каналі зв'язку ймовірність бітової помилки  $p_b$ , прирівнявши  $p_b = P(v < r)$ .  $r$  і  $R$  обираються так, щоб проміжок  $0 \dots r$  був достатньо великим, щоб уникнути аномальної поведінки генератора випадкових чисел на граничних значеннях, близьких до нуля, де розподіл випадкових чисел може відрізнятись від рівномірного.

До показників якості, що досліджуються за допомогою імітаційної моделі у даній роботі відносяться:

- коефіцієнт помилкових блоків (Errored Block Ratio, **EBR**), рівний відношенню блоків з помилками до загальної кількості блоків в сеансі вимірювання.
- коефіцієнт секунд з помилковими блоками (Errored Second Ratio, **ESR**), рівний відношенню секунд з блочними помилками до загальної кількості секунд вимірювання;
- коефіцієнт секунд численними помилками (Severely Errored Second Ratio, **SESR**), рівний відношенню секунд с сильними блоковими помилками до загальної кількості секунд вимірювання.

Вказані показники мають найбільше практичне значення, оскільки вони дозволяють оцінити завадостійкісні властивості цифрового каналу зв'язку без прив'язки до конкретної кількості уражених бітів та блоків. Норми для цих показників наведені у рекомендаціях ITU-T там можуть бути застосовані для проектування телекомунікаційних систем, які задовольняють міжнародним стандартам. Тому вони виявилися найбільш цікавими з наукової точки зору та були обрані для дослідження за допомогою імітаційного моделювання у даній роботі [111].



Оскільки досліджувані параметри пов'язані із блоками та секундами передачі, процес моделювання (а саме процес «передачі» бітів та встановлення їх помилковості) також поділений на блоки та секунди.

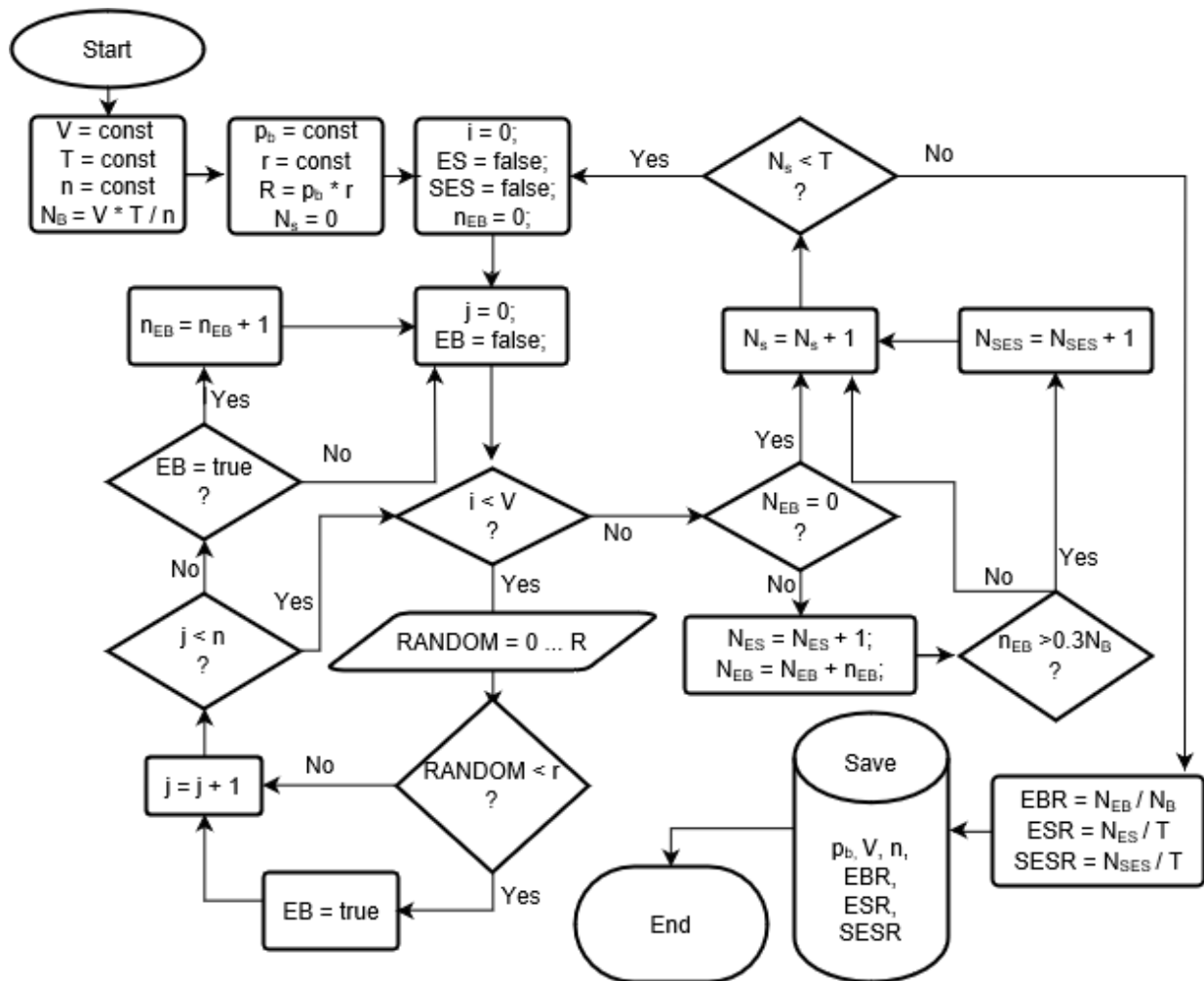


Рис. Б.1. Алгоритм роботи імітаційної моделі

На рис. Б.1. показано загальний алгоритм роботи комп'ютерної програми, за допомогою якої реалізовано імітаційну модель. Зпочатку ініціюються вхідні данні, а саме:

- ймовірність бітової помилки  $p_b$ ,
- швидкість передачі  $V$ , біт/с,
- довжина блоку  $n$ , біт/блок,
- час моделювання  $T$ , с.

Ймовірність бітової помилки  $p_b$  задає максимальне значення випадкового числа  $R$  та значення порогу  $r$ , з яким порівнюється згенероване випадкове

число для визначення помилковості біта. Швидкість передачі  $V$  визначає кількість випадкових чисел, яку необхідно згенерувати та порівняти із пороговим значенням протягом однієї секунди. Час моделювання  $T$  задає кількість таких секунд та впливає на похибку при обчисленні показників якості, що досліджуються. Чим більше  $T$ , тим точніше результат моделювання, тим ближче значення показників, отримані за допомогою моделювання до тих, які були б розраховані аналітично. Під час роботи із даною моделлю  $T$  було обрано рівним  $T = 1000$  [с].

Далі для кожної секунди із  $T$  визначається, чи була дана секунда секундою з помилками  $ES$  та чи була вона секундою з численними помилками  $SES$ . Для цього для кожного блоку, що «передавався» у даній секунді визначається чи був даний блок блоком з помилками  $EB$ .

Щоб визначити помилковість блоку, кожний біт перевіряється на помилковість. Якщо біт виявився помилковим, то поточний блок позначається як  $EB$ . Щоб розрізняти, до якого блоку та секунди належить певний біт, використовуються так звані лічильники (на схемі рис 1.  $i$  та  $j$  відповідно), які рівні нулю зпочатку моделювання, збільшуються на одиницю із кожним бітом та зкидаються у нуль коли досягають довжини блоку  $n$  та кількості біт у секунді  $V$  відповідно. Коли закінчується блок чи секунда, оновлюються лічильники кількості помилкових блоків, секунд з помилками та секунд з численними помилками (на схемі рис 1.  $N_{EB}$ ,  $N_{ES}$ ,  $N_{SES}$  відповідно).

Коли кількість секунд досягає  $T$ , підраховуються значення показників якості, що досліджуються. Вони і є результатом експерименту. Потім результат експерименту та вхідні данні записуються у базу даних. На цьому експеримент закінчується [111].

Для того, щоб дослідити поведінку показників якості при різних вхідних даних, була проведена велика кількість експериментів, результати яких були збережені у базі даних. У якості основної змінної було обрано ймовірність бітової помилки  $p_b$ , а швидкість передачі  $V$  та довжина блоку  $n$  фіксувалися протягом серії експериментів. Н основі серії експериментів робилася вибірка з

бази даних за тими вхідними даними, яка цікавила дослідника, і проводився аналіз. Для того, щоб дослідити вплив швидкості передачі та довжини блоку на параметри якості, робилася вибірка декількох серій експериментів із різним значенням одного з цих вхідних параметрів. Для зручності побудови графіків, у кожній серії було зроблено фіксовану шкалу ймовірність бітової помилки.

Слід зазначити, що під час дослідження було спостережено певні обмеження з боку потужності ЕОМ, на якій проводився експеримент. Наприклад серія експериментів при швидкості передачі  $V = 1\ 000\ 000$  та кількості секунд вимірювання  $T = 1000$  серія експериментів, під час якої параметри якості змінювались від 0 до 1 триває приблизно одну добу реального часу моделювання. Тому проведення дослідження на великій області значень вхідних даних може зайняти досить багато часу при використанні даної моделі. Це є суттєвим недоліком даного методу дослідження параметрів якості цифрового сигналу.

**Лістинг програми імітаційної моделі, що застосовується для аналізу показників якості передачі цифрових сигналів зв'язку. Мова програмування C#**

```

using System;
using System.Diagnostics;
using MastersWork.Core;
using MastersWork.Dal;

namespace MastersWork
{
    internal class Program
    {
        private static void Main()
        {
            const uint bitsPerBlock = 1400u;
            const ushort seconds = 1000;
            const uint bitsPerSecond = 100000u;
            const int minBitErrorPowerPow = 9;

            var bitErrorProbabilityStep = 10000u;
            var bitErrorProbability = bitErrorProbabilityStep;

            var researcher = new Researcher(minBitErrorPowerPow);
            var dbWriter = new ExperimentsDbWriter();

            // Explore EBR
            double ebr;
            do
            {
                try
                {
                    var sw = Stopwatch.StartNew();
                    var result = researcher.PerformExperiment(bitsPerSecond, bitsPerBlock,
bitErrorProbability, seconds);
                    sw.Stop();
                    dbWriter.Write(result, bitErrorProbability / Math.Pow(10,
minBitErrorPowerPow), bitsPerBlock, bitsPerSecond, sw.Elapsed);

                    Console.WriteLine("*****");
                    Console.WriteLine();

                    Console.WriteLine("Bit error probability: " + bitErrorProbability /
Math.Pow(10, minBitErrorPowerPow));
                    Console.WriteLine("Bits per second: " + bitsPerSecond);
                    Console.WriteLine("Bits per block: " + bitsPerBlock);
                    Console.WriteLine();
                    Console.WriteLine("Seconds per experiment: " + seconds);
                    Console.WriteLine();

                    Console.WriteLine("Errored blocks: " + result.ErroredBlocks);
                    Console.WriteLine("Errored blocks ratio: " + result.ErroredBlocksRatio);
                    Console.WriteLine("Errored seconds: " + result.ErroredSeconds);
                    Console.WriteLine("Errored seconds ratio: " +
result.ErroredSecondsRatio);
                    Console.WriteLine("Severely errored seconds: " +
result.SeverelyErroredSeconds);
                    Console.WriteLine("Severely errored seconds ratio: " +
result.SeverelyErroredSecondsRatio);
                }
            } while (bitErrorProbability <= 100000u);
            bitErrorProbability = bitErrorProbabilityStep;
        }
    }
}

```

```

        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Blocks transited: " + bitsPerSecond * seconds /
bitsPerBlock);

        Console.WriteLine(sw.Elapsed);
        Console.WriteLine();

        // esr = result.ErrorredSecondsRatio;
        ebr = result.ErrorredBlocksRatio;
    }
    catch (Exception ex)
    {
        Console.WriteLine(ex);
        ebr = 0;
    }
    bitErrorProbability += bitErrorProbabilityStep;
} while (ebr < 1);

//Explore ESR
double esr;
do
{
    try
    {
        var sw = Stopwatch.StartNew();
        var result = researcher.PerformExperimnt(bitsPerSecond, bitsPerBlock,
bitErrorProbability, seconds);
        sw.Stop();
        dbWriter.Write(result, bitErrorProbability / Math.Pow(10,
minBitErrorPowerPow), bitsPerBlock, bitsPerSecond, sw.Elapsed);

        Console.WriteLine("*****");
        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Bit error probability: " + bitErrorProbability /
Math.Pow(10, minBitErrorPowerPow));
        Console.WriteLine("Bits per second: " + bitsPerSecond);
        Console.WriteLine("Bits per block: " + bitsPerBlock);
        Console.WriteLine();
        Console.WriteLine("Seconds per experiment: " + seconds);
        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Errorred blocks: " + result.ErrorredBlocks);
        Console.WriteLine("Errorred blocks ratio: " + result.ErrorredBlocksRatio);
        Console.WriteLine("Errorred seconds: " + result.ErrorredSeconds);
        Console.WriteLine("Errorred seconds ratio: " +
result.ErrorredSecondsRatio);
        Console.WriteLine("Severely errorred seconds: " +
result.SeverelyErrorredSeconds);
        Console.WriteLine("Severely errorred seconds ratio: " +
result.SeverelyErrorredSecondsRatio);
        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Blocks transited: " + bitsPerSecond * seconds /
bitsPerBlock);

        Console.WriteLine(sw.Elapsed);
        Console.WriteLine();

        // esr = result.ErrorredSecondsRatio;
        esr = result.ErrorredSecondsRatio;
    }
    catch (Exception ex)
    {
        Console.WriteLine(ex);

```

```

        esr = 0;
    }
    bitErrorProbability += bitErrorProbabilityStep;
} while (esr < 1);

// Explore SESR
bitErrorProbabilityStep = 1000u;
bitErrorProbability = bitErrorProbabilityStep;
double sesr;
do
{
    try
    {
        var sw = Stopwatch.StartNew();
        var result = researcher.PerformExperiment(bitsPerSecond, bitsPerBlock,
bitErrorProbability, seconds);
        sw.Stop();
        dbWriter.Write(result, bitErrorProbability / Math.Pow(10,
minBitErrorPowerPow), bitsPerBlock, bitsPerSecond, sw.Elapsed);

        Console.WriteLine("*****");
        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Bit error probability: " + bitErrorProbability /
Math.Pow(10, minBitErrorPowerPow));
        Console.WriteLine("Bits per second: " + bitsPerSecond);
        Console.WriteLine("Bits per block: " + bitsPerBlock);
        Console.WriteLine();
        Console.WriteLine("Seconds per experiment: " + seconds);
        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Errored blocks: " + result.ErroredBlocks);
        Console.WriteLine("Errored blocks ratio: " + result.ErroredBlocksRatio);
        Console.WriteLine("Errored seconds: " + result.ErroredSeconds);
        Console.WriteLine("Errored seconds ratio: " +
result.ErroredSecondsRatio);
        Console.WriteLine("Severely errored seconds: " +
result.SeverelyErroredSeconds);
        Console.WriteLine("Severely errored seconds ratio: " +
result.SeverelyErroredSecondsRatio);
        Console.WriteLine();

        Console.WriteLine("Blocks transited: " + bitsPerSecond * seconds /
bitsPerBlock);

        Console.WriteLine(sw.Elapsed);
        Console.WriteLine();

        sesr = result.SeverelyErroredSecondsRatio;
    }
    catch (Exception ex)
    {
        Console.WriteLine(ex);
        sesr = 0;
    }
    bitErrorProbability += bitErrorProbabilityStep;
} while (sesr < 1);
}
}

using System;

namespace MastersWork.Core
{
    public class Researcher

```

```

{
    private readonly int _maxRandom;
    private readonly Random _rand;

    public Researcher(int minBitErrorPowerPow)
    {
        _maxRandom = (int)Math.Pow(10, minBitErrorPowerPow);
        _rand = new Random();
    }

    public ExperimnetResult PerformExperimnt(uint bitsPerSecond, uint bitsPerBlock, uint
bitErrorProbability, ushort seconds)
    {
        return PerformTransmitionDuring(bitsPerSecond, bitsPerBlock,
bitErrorProbability, seconds);
    }

    private OneSecondResult PerformTransmitionDuringOneSecond(uint bitsPerSecond, uint
bitsPerBlock, uint bitErrorProbability, uint bitInBlockCount = 0)
    {
        uint erroredBlockCount = 0;
        uint unerroredBlockCount = 0;

        var blockIsErrored = false;

        for (var bitIndex = 0; bitIndex < bitsPerSecond; bitIndex++)
        {
            if (_rand.Next(_maxRandom) < bitErrorProbability)
            {
                blockIsErrored = true;
            }

            if (bitInBlockCount < bitsPerBlock)
            {
                bitInBlockCount++;
            }
            else
            {
                if (blockIsErrored)
                {
                    erroredBlockCount++;
                }
                else
                {
                    unerroredBlockCount++;
                }
                blockIsErrored = false;
                bitInBlockCount = 0;
            }
        }

        return new OneSecondResult
        {
            ErroredBlocks = erroredBlockCount,
            ErroredBlockRatio = 1 / (1 + (double)unerroredBlockCount /
erroredBlockCount),

            BitInBlockCount = bitInBlockCount
        };
    }

    private ExperimnetResult PerformTransmitionDuring(uint bitsPerSecond, uint
bitsPerBlock, uint bitErrorProbability, ushort seconds, uint bitInBlockCount = 0)
    {
        ulong erroredBlocksCount = 0;
        ushort erroredSecondsCount = 0;
    }

```

```

        ushort severelyErroredSecondsCount = 0;

        for (int i = 0; i < seconds; i++)
        {
            var result = PerformTransmissionDuringOneSecond(bitsPerSecond, bitsPerBlock,
bitErrorProbability, bitInBlockCount);
            bitInBlockCount = result.BitInBlockCount;

            erroredBlocksCount = erroredBlocksCount + result.ErroredBlocks;

            if (result.ErroredBlocks > 0) erroredSecondsCount++;
            if (result.ErroredBlockRatio >= 0.3) severelyErroredSecondsCount++;
        }

        return new ExperimnetResult
        {
            ErroredBlocks = erroredBlocksCount,

            ErroredBlocksRatio =
                (double) erroredBlocksCount*bitsPerBlock/Math.BigMul(seconds, (int)
bitsPerSecond),

            ErroredSeconds = erroredSecondsCount,
            ErroredSecondsRatio = (double) erroredSecondsCount/seconds,

            SeverelyErroredSeconds = severelyErroredSecondsCount,
            SeverelyErroredSecondsRatio = (double) severelyErroredSecondsCount/seconds
        };
    }
}

namespace MastersWork.Core
{
    public struct OneSecondResult
    {
        public uint BitErrors;
        public double BitErrorRatio;
        public uint ErroredBlocks;
        public double ErroredBlockRatio;
        public uint BitInBlockCount;
    }
}

namespace MastersWork.Core
{
    public struct ExperimnetResult
    {
        public double BitErrorRatio;

        public ulong ErroredBlocks;
        public double ErroredBlocksRatio;

        public ulong ErroredSeconds;
        public double ErroredSecondsRatio;

        public ushort SeverelyErroredSeconds;
        public double SeverelyErroredSecondsRatio;
    }
}

using System.Data.Entity;

namespace MastersWork.Dal

```



```

{
    public class ExperimentContext : DbContext
    {
        public ExperimentContext() : base("name=DatabaseConnectionString")
        {
            Database.SetInitializer<ExperimentContext>(null);
        }

        public DbSet<ExperimentDbEntity> Experiments { get; set; }
    }
}

using System;

namespace MastersWork.Dal
{
    public class ExperimentDbEntity
    {
        public int Id { get; set; }
        public double BitErrorProbability { get; set; }
        public int BitsPerBlock { get; set; }
        public int BitsPerSecond { get; set; }
        public double Ebr { get; set; }
        public double Esr { get; set; }
        public double Sesr { get; set; }
        public TimeSpan TimeTaken { get; set; }
    }
}

using System;
using MastersWork.Core;

namespace MastersWork.Dal
{
    public class ExperimentsDbWriter
    {
        public void Write(ExperimentResult er, double bitErrorProbability, uint
bitsPerBlock, uint bitsPerSecond, TimeSpan timeTaken)
        {
            var experiment = new ExperimentDbEntity
            {
                BitErrorProbability = bitErrorProbability,
                BitsPerBlock = (int) bitsPerBlock,
                BitsPerSecond = (int) bitsPerSecond,
                Ebr = er.ErrorredBlocksRatio,
                Esr = er.ErrorredSecondsRatio,
                Sesr = er.SeverelyErrorredSecondsRatio,
                TimeTaken = timeTaken
            };

            using (var context = new ExperimentContext())
            {
                context.Experiments.Add(experiment);
                context.SaveChanges();
            }
        }
    }
}

```

## Вплив нелінійних ефектів оптичного середовища на сигнали в системах DWDM

### Дослідження впливу ефекту фазової самомодуляції

Вплив інтенсивності електромагнітного поля у волокні на показник заломлення призводить до таких нелінійних ефектів, як фазова самомодуляція (SPM – SelfPhaseModulation) і фазова крос-модуляція (CPM – CrossPhaseModulation). SPM обумовлена нелінійним набігом фази, який оптичний сигнал набуває при поширенні в світловоді. Причому набіг фази зростає зі збільшенням довжини оптичного каналу. CPM обумовлена набігом фази, наведеною електромагнітним полем сигналу з іншого довжиною хвилі. Таким чином, у першому випадку оптичний сигнал впливає сам на себе, у другому - на сигнал в іншому оптичному каналі. Кожен з цих ефектів створює перешкоди при передачі інформації в оптичних каналах системи WDM. Коли вихідний рівень джерела оптичного сигналу стає досить великою, сигнал може модулювати свою власну фазу. Це явище називається фазовою самомодуляцією. Воно призводить до тимчасового розширення або звуження переданого імпульсу. Розширення або звуження сигналу залежить від знака хроматичної дисперсії (позитивного чи негативного). В результаті відбувається зрушення фронту імпульсу в бік довгих хвиль і зрушення зрізу імпульсу в сторону коротких хвиль. Основні особливості спектра імпульсного сигналу, що пройшов через нелінійну середу, можна проаналізувати, досліджуючи його фазу [5]:

$$\varphi = \omega_0 t - \omega_0 L \cdot \frac{n}{c} = \omega_0 \left( t - L \cdot \frac{n}{c} \right) - \varphi_{SPM}; \quad (\Gamma.1)$$

де  $n$  - лінійна частина показника заломлення,  $\omega_0$  - кутова частота сигналу,  $c$  - швидкість поширення світла у вакуумі,  $\varphi_{SPM}$  - додатковий фазовий зсув при ефекті SPM, що визначається за формулою:

$$\varphi_{SPM} = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) \cdot k_n \cdot \left( \frac{P_0}{A_{эфф}} \right) L_{эфф} = \gamma P_0 L_{эфф}; \quad (\Gamma.2)$$

$P_0$  - потужність сигналу, що вводиться у волокно, мВт;

Параметр  $k_n = \frac{3\chi^3}{8n}$  називається коефіцієнтом нелінійності показника заломлення і становить в кварцовому волокні  $3,2 \cdot 10^{-8} \text{ мкм}^2 / \text{Вт}$ .

$L_{\text{эфф}}$  - ефективна довжина взаємодії електромагнітних хвиль [5]:

$$L_{\text{эфф}} = \frac{4,343}{\alpha} \left( 1 - e^{-\frac{\alpha L}{4,343}} \right), [\text{км}] \quad (\text{Г.3})$$

$\alpha$  - коефіцієнт загасання оптичного волокна, дБ/км;

$\gamma$  - коефіцієнт нелінійності:  $\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{k_n}{A_{\text{эфф}}}$ , 1/Вт\*км;

$A_{\text{эфф}}$  - ефективна площа серцевини волокна, мкм<sup>2</sup>;

$\lambda$  - довжина хвилі сигналу, мкм.

Зміна ширини імпульсів неминує супроводжується зміною пікової амплітуди імпульсів. При цьому в першому наближенні вважається, що площа імпульсу не змінюється, тобто зберігається постійним добуток амплітуди імпульсу на його ширину:  $P_o t_o = P_i t_i$ . Зміна пікової амплітуди імпульсів прийнято характеризувати величиною штрафу по потужності:  $q = 10 \log(P_o/P_i)$ .

Це ж поняття зручно використовувати і для характеристики відносної величини розширення імпульсів  $q = 10 \log \left( \frac{P_o}{P_i} \right) = 10 \log \left( \frac{t_i}{t_o} \right)$ . При цьому за порогове значення штрафу за потужністю часто приймають рівень  $q = 2$  дБ, що відповідає збільшенню ширини імпульсу приблизно в 1,6 рази.

Ефект SPM істотно залежить від величини позитивної дисперсії [14]. У волокні без дисперсії SPM не змінює ширину імпульсу, приводячи лише до зміни спектра імпульсу. При спільній дії SPM і позитивної дисперсії імпульс змінює свою ширину значніше, ніж при дисперсійному розширенні (без SPM). Таким чином, основний ефект SPM - це зміна швидкості розширення імпульсу, викликаного впливом дисперсії.

Для розрахунку коефіцієнта розширення при допущенні про гауссовську форму імпульсу можна скористатися формулою:

$$\frac{t_i}{t_0} = \sqrt{1 + \sqrt{2} \cdot \frac{L_{\text{эфф}}}{L_{NL}} \cdot \frac{L}{L_D} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \frac{L_{\text{эфф}}^2}{L_{NL}^2}\right) \cdot \frac{L^2}{L_D^2}}, \quad (\Gamma.4)$$

де  $t_0$  – початкова тривалість імпульсу, пс;

$L_{NL}$  – нелінійна довжина, км;

$L_D$  – дисперсійна довжина, км.

Дисперсійна довжина  $L_D$  і нелінійна довжина  $L_{NL}$  характеризують довжини, на яких дисперсійні або нелінійні ефекти необхідно враховувати при поширенні імпульсу вздовж світловода довжиною  $L$ .

Початкова тривалість імпульсу  $t_0$  залежить від швидкості передачі  $V$ :

$$t_0 = \frac{1}{2V}, \text{ пс.} \quad (\Gamma.5)$$

Дисперсійна довжина обчислюється за формулою [5]:

$$L_D = \frac{t_0^2}{|\beta_2|}, \text{ км.} \quad (\Gamma.6)$$

де  $\beta_2$  – постійна розповсюдження, яка пов'язана з питомою дисперсією  $D$  виразом :

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^2}{2\pi \cdot c} \cdot D, \frac{\text{пс}^2}{\text{км}}. \quad (\Gamma.7)$$

Таким чином,

$$L_D = \frac{\pi \cdot c}{2D \cdot \lambda^2 \cdot V^2}. \quad (\Gamma.8)$$

Нелінійна довжина розраховується за виразом :

$$L_{NL} = \frac{\lambda \cdot A_{\text{эфф}}}{2\pi \cdot k_n \cdot P_0}. \quad (\Gamma.9)$$

Максимальний фазовий зсув при ефекті SPM можна представити як відношення ефективної довжини до нелінійної довжини:

$$\varphi_{SPM} = \frac{L_{\text{эфф}}}{L_{NL}}. \quad (\Gamma.10)$$

Формулу для розрахунку втрат потужності сигналу у оптичному каналі представимо у наступному вигляді [126]:

$$\Delta P_{SPM} = 5 \lg \left( 1 + \sqrt{2} \varphi_{SPM} \cdot \frac{L}{L_D} + \left( 1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \varphi_{SPM}^2 \right) \cdot \frac{L^2}{L_D^2} \right), \text{ дБ.} \quad (\Gamma.11)$$

Запишемо вираз у розгорнутому вигляді та дослідимо залежність втрат потужності від довжини підсилювальної ділянки, потужності, яка подається у волокно та швидкості передачі даних:

$$\Delta P_{SPM} = \left[ 1 + \sqrt{2} \cdot \left[ \frac{4.343 \cdot \left[ \frac{-\alpha \cdot L}{1 - e^{4.343}} \right]}{\frac{\lambda \cdot A_{\text{эфф}}}{2\pi \cdot k_n \cdot P_0}} \right] \cdot \frac{L}{\left( \frac{\pi \cdot c}{2D \cdot \lambda^2 \cdot V^2} \right)} + \left[ 1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \cdot \left[ \frac{4.343 \cdot \left[ \frac{-\alpha \cdot L}{1 - e^{4.343}} \right]}{\frac{\lambda \cdot A_{\text{эфф}}}{2\pi \cdot k_n \cdot P_0}} \right]^2 \cdot \frac{L^2}{\left( \frac{\pi \cdot c}{2D \cdot \lambda^2 \cdot V^2} \right)^2} \right] \right] \quad (\text{Г.12})$$

Побудуємо графіки залежності втрати потужності у наслідок ефекту фазової самомодуляції для змодельованої DWDMсистеми від довжини підсилюючої ділянки, швидкості передачі даних джерела та вхідної потужності( відповідно Рис.Г.1., Рис. Г.2. та Рис. Г.3.).

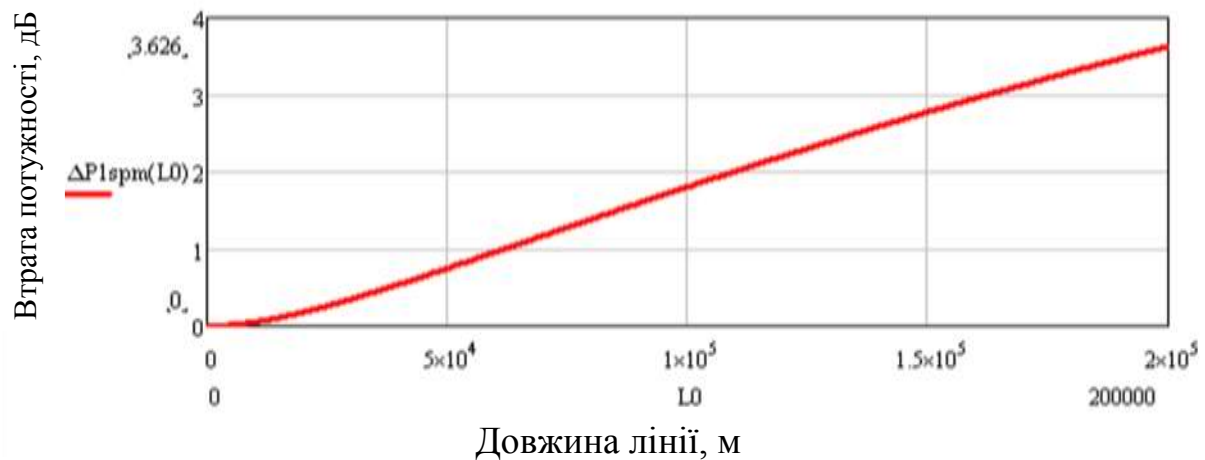


Рис.Г.1.Залежності втрати потужності у наслідок ефекту самомодуляції для змодельованої DWDMсистеми від довжини підсилюючої ділянки

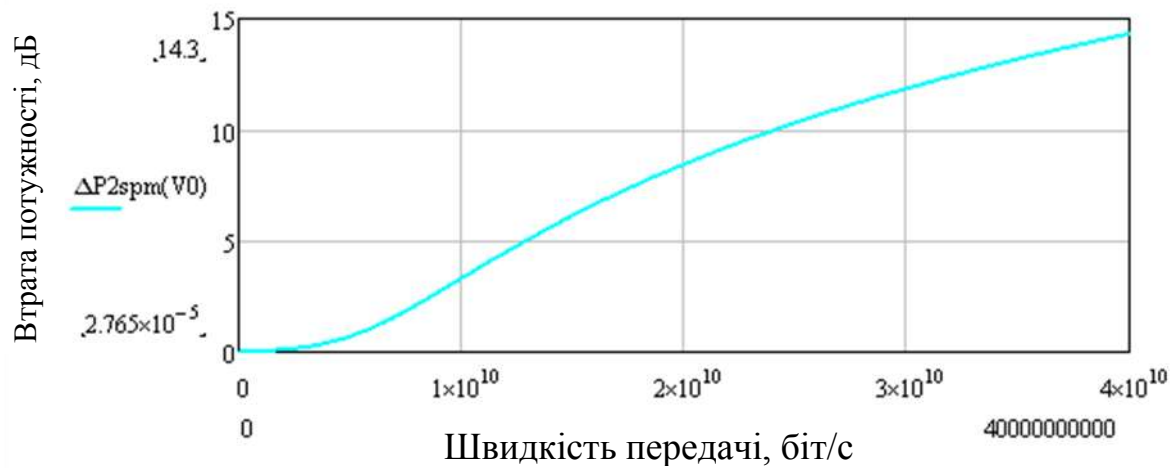


Рис.Г.2.Залежності втрати потужності у наслідок ефекту самомодуляції для змодельованої DWDMсистеми від швидкості передачі даних

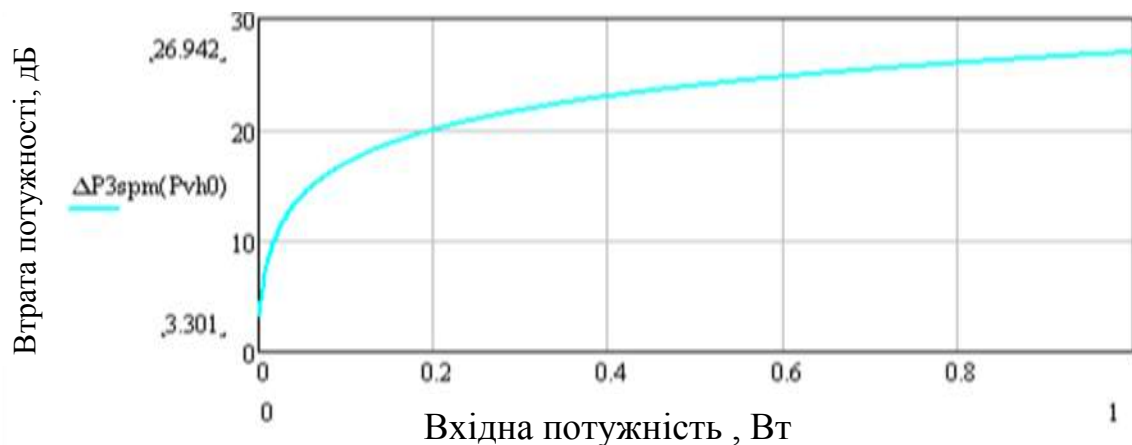


Рис.Г.3.Залежності втрати потужності у наслідок ефекту самомодуляції для змодельованої DWDMсистеми від вхідної потужності

Виділимо фактори, при яких збільшуються втрати потужності сигналу через вплив ефекту фазової самомодуляції [39]:

- збільшення потужності сигналу, що вводиться в волокно;
- збільшення швидкості передачі інформації;
- збільшення довжини підсилювальної ділянки;
- збільшення довжини хвилі несучого сигналу;
- зменшення ефективної площі серцевини волокна;
- збільшення значення питомої дисперсії волокна;

Таким чином, ефект впливу фазової самомодуляції значніше (втрати зростають на кілька дБ) проявляється зі збільшенням швидкості передачі

інформації в оптичному каналі. Також вплив фазової самомодуляція більш деструктивний при збільшенні потужності оптичного сигналу. На ефект SPM не впливає зменшення частотного відстані між каналами або збільшення числа каналів зв'язку.

Вплив фазової самомодуляція зменшується, якщо хроматична дисперсія нульова або незначна за величиною (до 6 пс/нм/км), а також при збільшенні ефективної площі серцевини оптичного волокна. У загальному випадку вплив SPM значно (втрати становлять кілька дБ) тільки в системах DWDM з високим значенням швидкості передачі ( $B \geq 10$  Гбіт/с), високим значенням питомої дисперсії або в системах великої протяжності.

Проведемо розрахунок для змодельованої системи, підставивши вихідні данні.

Максимальний фазовий зсув становить:

$$\varphi_{SPM} = 0.354, \quad (Г.13)$$

Таким чином втрати потужності у наслідок нелінійного ефекту фазової самомодуляції становлять [126]:

$$\Delta P_{SPM} = 3.301 \text{ дБ}. \quad (Г.14)$$

### **Дослідження впливу ефекту перехресної фазової модуляції**

Зміна значень показника заломлення серцевини волокна призводить до ефекту перехресної фазової модуляції хвиль (CPM). Ефект CPM викликає розширення спектру переданого сигналу, зміна потужності оптичного сигналу в каналах системи WDM, взаємні впливи між сусідніми оптичними каналами. Величина розширення спектра сигналу, що вноситься CPM, залежить від частотного відстані між каналами.

Відомо, що виникає при ефекті CPM додатковий фазовий зсув в  $i$ -му оптичному каналі пропорційний коефіцієнту нелінійності  $\gamma$  та ефективної довжині взаємодії  $L_{\text{эфф}}$  [5]:

$$\varphi_i = \gamma \cdot L_{\text{эфф}} \left[ P_i + 2 \sum_{m \neq i} P_m \right], \quad (\text{Г.15})$$

Так як потужність оптичного сигналу в кожному каналі системи DWDM повинна бути приблизно однаковою, то ефект CPM збільшує нелінійний фазовий зсув, що виникає через SPM ефекту, приблизно в  $2 \cdot N$  раз, де  $N$  - число оптичних каналів в системі WDM.

Фазовий зсув через ефект CPM розраховується за формулою:

$$\varphi_{\text{CPM}} = 2 \cdot \gamma \cdot L_{\text{эфф}} \cdot P_0 \cdot (N - 1). \quad (\text{Г.16})$$

$$\varphi_{\text{CPM}} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot P_0 \cdot (N - 1) \cdot \frac{k_n}{A_{\text{эфф}}} \cdot \frac{4,343}{\alpha} \left( 1 - e^{-\frac{\alpha \cdot L}{4,343}} \right), \quad (\text{Г.17})$$

У результаті формула для розрахунку втрат потужності сигналу в оптичному каналі в результаті впливу CPM набуде вигляд [126]:

$$\Delta P_{\text{CPM}} = 5 \lg \left( 1 + \sqrt{2} \varphi_{\text{CPM}} \cdot \frac{L}{L_D} + \left( 1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \varphi_{\text{CPM}}^2 \right) \cdot \frac{L^2}{L_D^2} \right), \text{дБ}. \quad (\text{Г.18})$$

Остаточний вираз:

$$\Delta P_{\text{CPM}} = 5 \lg \left[ 1 + \sqrt{2} \cdot \left[ \frac{4\pi \cdot k_n \cdot \left( \frac{4,343 \cdot e^{-\frac{-(\alpha \cdot L)}{4,343}}}{\alpha} \right) \cdot P_0 \cdot (N-1)}{\lambda \cdot A_{\text{эфф}}} \right] \cdot \frac{L}{\left[ \frac{\pi \cdot c \cdot \Delta f}{2D \cdot \lambda^2 \cdot V^2} \right]} + \right. \\ \left. \left[ 1 + 4 \cdot \left[ \frac{4\pi \cdot k_n \cdot \left( \frac{4,343 \cdot e^{-\frac{-(\alpha \cdot L)}{4,343}}}{\alpha} \right) \cdot P_0 \cdot (N-1)}{3\sqrt{3}} \right]^2 \cdot \left( \frac{L}{\left[ \frac{\pi \cdot c \cdot \Delta f}{2D \cdot \lambda^2 \cdot V^2} \right]} \right)^2 \right] \right]; \quad (\text{Г.19})$$

У цьому випадку дисперсійна довжина  $L_D$  враховує величину міжканального інтервалу [14]:

$$L_D = \frac{\pi \cdot c \cdot \Delta f}{2 \cdot \lambda^2 \cdot B^2 \cdot D(\lambda)}; \quad (\text{Г.20})$$

$$L_D = \frac{\pi \cdot c \cdot \Delta f}{2 \cdot \lambda^2 \cdot B^2 \cdot D \cdot f}; \quad (\text{Г.21})$$



$$L_D = \frac{\pi \cdot c}{2 \cdot \lambda^2 \cdot B^2 \cdot D}; \quad (\Gamma.22)$$

Побудуємо графіки залежності втрати потужності у наслідок ефекту фазової кросмодуляції для змодельованої DWDM системи від довжини підсилюючої ділянки, швидкості передачі даних джерела та вхідної потужності ( відповідно Рис.Г.4., Рис. Г.5. та Рис. Г.6.).

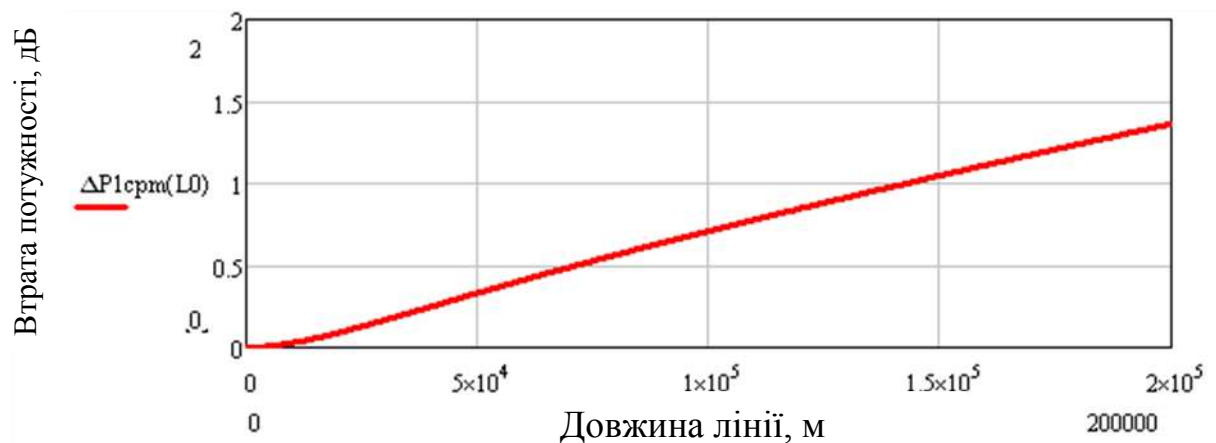


Рис.Г.4.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту кросмодуляції для змодельованої DWDM системи від довжини підсилюючої ділянки



Рис.Г.5.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту кросмодуляції для змодельованої DWDM системи від швидкості передачі даних



Рис.Г.6.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту кросмодуляції для змодельованої DWDMсистеми від вхідної потужності

Виокремимо фактори, при яких втрати потужності сигналу зростають в результаті впливу ефекту перехресної фазової модуляції [39]:

- збільшення потужності вводиться сигналу в оптичний канал;
- збільшення швидкості передачі інформації;
- збільшення довжини підсилювальної ділянки;
- збільшення довжини хвилі несучого сигналу;
- зменшення ефективної площі серцевини волокна;
- збільшення значення питомої дисперсії волокна;
- збільшення числа каналів в системі WDM;
- зменшення міжканального інтервалу.

Дослідження показали, що в системах DWDM спотворення сигналів, викликаних впливом ефекту CPM, вносять в основному сусідні по частоті канали. Вплив CPM може бути знижено раціональним вибором кроку частот між каналами, а також зменшенням потужності сигналу в оптичному каналі. Рознос частот між каналами в 100 ГГц цілком достатній, щоб усунути вплив CPM. Втрати потужності сигналу, викликані ефектом CPM, найбільш істотно виявляються в системах DWDM, що використовують волокна стандарту G.652.

Проведемо розрахунок для змодельованої системи, підставивши вихідні данні.

Фазовий зсув через ефект СРМ становить:

$$\varphi_{СРМ} = 27.582, \quad (\text{Г.23})$$

Таким чином втрати потужності у наслідок нелінійного ефекту кросмодуляції становлять:

$$\Delta P_{СРМ} = 1.239 \text{ дБ}. \quad (\text{Г.24})$$

### **Дослідження впливу ефекту вимушеного розсіювання Рамана**

До нелінійним ефектів, обумовленим непружним взаємодією, при якому оптичний сигнал передає частину своєї енергії нелінійному середовищі передачі, відносяться:

- вимушене раманівське (комбінаційне) розсіювання (SRS);
- вимушене розсіювання Мандельштама-Брілюєна (SBS).

Явища вимушеного розсіювання SRS і SBS проявляються в тому, що потужність оптичного сигналу, що вводиться в волокно, розсіюється, відповідно, на звукових хвилях, що поширюються у волокні (акустичних фононах) і на молекулярних коливаннях волокна (оптичних фононах). При цьому спектр сигналу зміщується в область більш довгих хвиль. При вимушеному розсіянні Рамана (SRS) спектр спонтанного випромінювання широкий (близько 7 ТГц або 55 нм) і зміщений в довгохвильову сторону на величину порядку 13 ТГц. При вимушеному розсіянні Брілюєна (SBS) спектр спонтанного випромінювання вузький (30-60 МГц) і зміщений в довгохвильову сторону на 11 ГГц [5].

Негативний прояв ефекту SRS полягає в тому, що сигнали в оптичних каналах системи WDM відчувають погіршення ставлення сигнал / шум, тому що частина потужності сигналів перекачується в довгохвильові канали.

Явище вимушеного розсіювання Рамана носить пороговий характер.

Значення вводиться в волокно потужності сигналу, при якій відбувається різке наростання потужності розсіювання  $P_R$ , визначається виразом:

$$P_R = \frac{16 \cdot A_{\text{эфф}}}{g_R \cdot L_{\text{эфф}}}, \text{ Вт} \quad (\text{Г. 25})$$

де  $g_R$  - коефіцієнт раманівського підсилення, для довжин хвиль в області 1550 нм приблизно дорівнює  $6 \cdot 10^{-14}$  м/Вт.

Можна зробити висновок, що SRS не обмежує безпосередньо величину потужності сигналу, що вводиться в волокно. В прийнято за поріг вказувати кордон, при перевищенні якої втрати потужності сигналів в оптичних каналах досягають половини потужності вводиться сигналу. При канальних потужностях сигналів, що не перевищують порогових величин, ефект SRS необхідно враховувати, як один з факторів нелінійних впливів.

Розрахунок втрат потужності сигналу в оптичному каналі зв'язку проводиться за наступною формулою [126]:

$$\Delta P_{\text{SRS}} = 10 \lg \left( \frac{1}{D_p} \right), \text{ дБ} \quad (\text{Г. 26})$$

Де  $D_p$ - фактор виснаження сигналу, який знайдемо за формулою:

$$D_p = \frac{1 + r_0}{1 + r_0 \cdot G_A^{1+r_0}}; \quad (\text{Г. 27})$$

У виразі вище:  $r_0 > 1$  - коефіцієнт, який дорівнює відношенню частоти основного сигналу до частоти, на якій проявляється підсилення. Для раманівського підсилення можна прийняти  $r_0 = 1.07$  ;

$G_A$ - коефіцієнт ненасиченого підсилення, знайдемо за формулою:

$$G_A = \exp \left( \frac{g_R \cdot P_0 \cdot L_{\text{эфф}}}{A_{\text{эфф}}} \right). \quad (\text{Г. 28})$$

Наведений метод розрахунку впливу SRS не враховує кількості каналів  $N$  в системі DWDM. Для визначення впливу ефекту раманівського розсіювання в багатоканальних системах необхідно розглядати коефіцієнт раманівського підсилення  $g(\Delta\lambda)$  залежно від канального інтервалу  $\Delta\lambda$  [14]:

$$Kg(\Delta\lambda) = g_R \cdot \frac{\Delta\lambda}{\Delta\lambda_c}; \quad (\text{Г. 29})$$

де  $\Delta\lambda_c$  - ширина смуги пропускання комбінаційного (раманівського) розсіювання,  $\Delta\lambda_c = 125$  нм.

Частина потужності сигналу, що надійшла з каналу і в будь-який інший канал, складе:

$$\delta_{SRS1} = g_R \cdot \frac{\Delta\lambda \cdot P_0 \cdot L_{\text{эфф}}}{2 \cdot \Delta\lambda_c \cdot A_{\text{эфф}}}, \quad (\text{Г.30})$$

а частина потужності сигналу, надійшовшого з і-го каналу у всі інші канали :

$$\delta_{SRS} = g_R \cdot \frac{\Delta\lambda \cdot P_0 \cdot L_{\text{эфф}}}{2 \cdot \Delta\lambda_c \cdot A_{\text{эфф}}} \cdot \frac{N(N-1)}{2}; \quad (\text{Г.31})$$

Відповідно, втрати потужності сигналу для і-го каналу складуть:

$$\Delta P_{SRS} = -10 \lg(1 - \delta_{SRS}); \quad (\text{Г.32})$$

З формули для розрахунку  $\delta_{SRS}$  визначимо поріг потужності сигналу, що вводиться в волокно, в розрахунку на один канал [39]:

$$P_R = \frac{4 \cdot \Delta\lambda_c \cdot A_{\text{эфф}} \cdot \delta_{SRS}}{N(N-1) \cdot \Delta\lambda \cdot L_{\text{эфф}} \cdot g_R}, \text{ мВт} \quad (\text{Г.33})$$

Остаточна формула для розрахунку втрат через ефект раманівського розсіювання має вигляд для каналу має вигляд:

$$\Delta P_{SRS.} = -10 \lg \left[ 1 - g_r \frac{\Delta\lambda_c \left[ \frac{4.343 \cdot e^{\frac{-(\alpha \cdot L)}{4.343}}}{\alpha} \right] \cdot P_{vh} \cdot (N-1)}{4 \cdot \Delta\lambda_c \cdot A_{\text{эфф}}} \right]; \quad (\text{Г.34})$$

Як впливає з формули вище для того щоб рівень втрат не перевищив 1 дБ, необхідно забезпечити  $\delta_{SRS} < 0.206$ . З розрахунків впливає, що в 40-канальній системі DWDM з  $\Delta\lambda = 0,8$  нм (що відповідає каналному інтервалу в 100 ГГц) та використання волокна стандарту G.652 (з  $A_{\text{эфф}} = 80$  мкм<sup>2</sup>) ефект SRS призведе до втрати потужності сигналу в 1 дБ і більше при введеної потужності сигналу від 5,6 мВт. Поріг вводиться потужності сигналу для ефекту SRS в системах, що використовують волокно стандарту G.655, нижче

в порівнянні зі стандартом G.652 приблизно в півтора рази за рахунок меншої ефективної площі серцевини волокна.

Побудуємо графіки залежності втрати потужності у наслідок ефекту розсіювання Рамана для змодельованої DWDMсистеми від довжини підсилюючої ділянки, кількості каналів системи та вхідної потужності( відповідно Рис.Г.7., Рис. Г.8. та Рис. Г.9.).

Наведемо фактори, при яких ступінь впливу ефекту вимушеного раманівського розсіювання SRS збільшується:

- зі збільшенням потужності сигналу в оптичному каналі;
- зі збільшенням кількості каналів;
- зі збільшенням між каналного інтервалу;
- зі зменшенням ефективної площі волокна;
- зі збільшенням довжини підсилювальної ділянки.

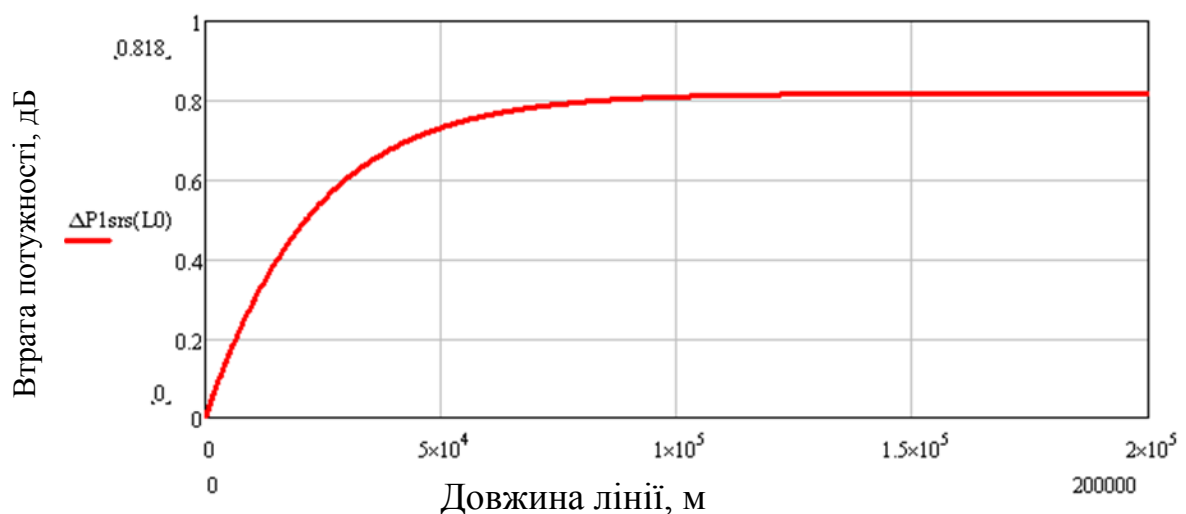


Рис.Г.7.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту розсіювання Рамана змодельованої DWDMсистеми від довжини підсилюючої ділянки

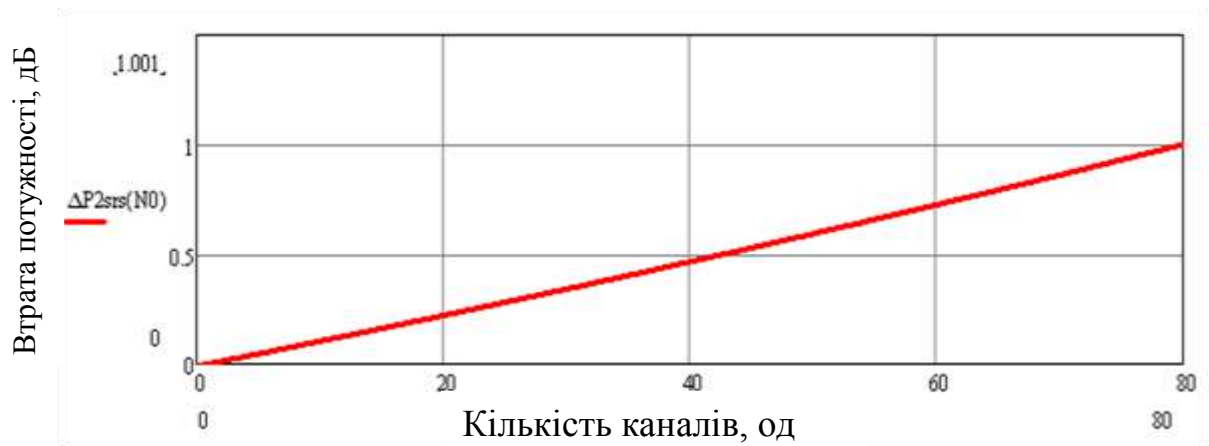


Рис.Г.8.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту розсіювання Рамана змодельованої DWDMсистеми від кількості каналів

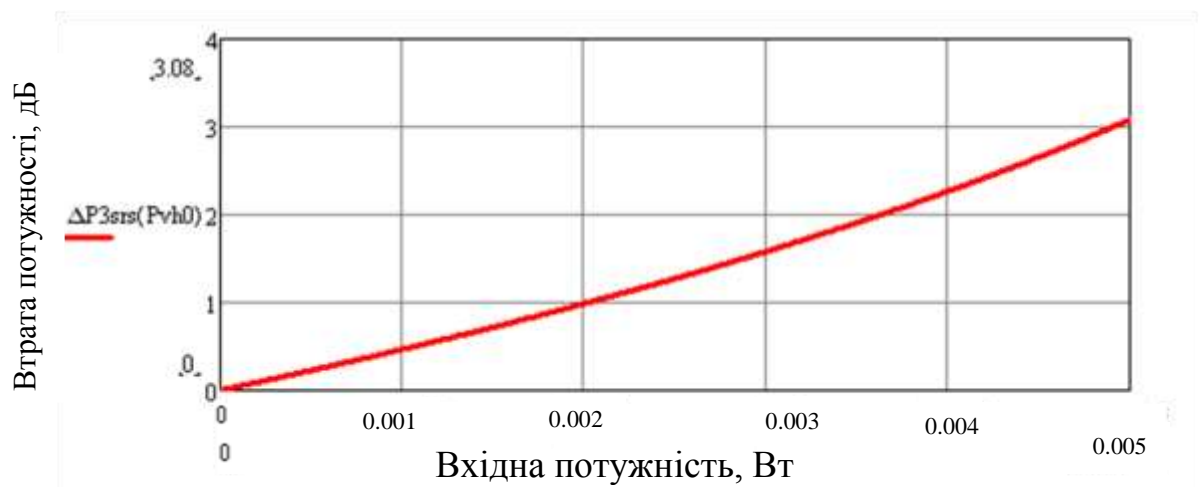


Рис.Г.9.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту розсіювання Рамана змодельованої DWDMсистеми від вхідної потужності

Ефект SRS практично не вносить погіршення в роботу одноканальних систем зв'язку, однак він може створити серйозні проблеми в системах DWDM з великим числом каналів. Для ослаблення впливу SRS вимагається зменшення введеної потужності сигналу. При цьому, як результат, зменшиться довжина підсилювального ділянки. Зменшення між каналного інтервалу дозволить знизити вплив SRS, але при цьому зросте вплив інших нелінійних ефектів. Стандартне волокно G.652 краще пригнічує ефект SRS завдяки більшій ефективній площі серцевини волокна.

Проведемо розрахунок для змодельованої системи, підставивши вихідні данні. Таким чином, втрати потужності у наслідок нелінійного ефекту розсіювання Рамана становлять [126]:

$$\Delta P_{SRS} = 0.465 \text{ дБ.} \quad (\text{Г. 35})$$

### Дослідження впливу ефекту вимушеного розсіювання Бріллюена

Фізична причина прояви вимушеного розсіювання Бріллюена полягає в тому, що відбувається взаємодія хвилі світла, що розповсюджується в прямому напрямку і хвилі світла, розсіяної в зворотному напрямку, а також теплової пружної хвилі. У результаті такої взаємодії виникають періодичні області волокна зі змінним показником заломлення. Віддзеркалення оптичного сигналу проявляються у вигляді розсіяного у зворотному напрямку світла з доплерівським зниженням частоти (зрушенням в область довгих хвиль). Це призводить як до послаблення потужності вводиться в ОВ сигналу, переданого в прямому напрямку, так і до появи відбитого випромінювання.

Величина зсуву частоти сигналу залежить від того, за якою технологією легована серцевина оптичного волокна. У волокні стандарту G.652 розсіяна зворотна світлова хвиля зміщена по частоті на 11 ГГц (на 0,088 нм) при власній ширині смуги  $\Delta f_B = 30$  МГц. У волокні стандарту G.653 світлова хвиля зміщена на 10,7 ГГц (на 0,085 нм) при ширині полоси  $\Delta f_B = 60$  МГц. У будь-якому випадку лінія спонтанного підсилення вузька, а зсув частот багато менше відстані між оптичними каналами системи WDM. Із зазначеного можна зробити висновок, що величина обмеження потужності вводиться в волокно сигналу не залежить від числа оптичних каналів [5].

Ефект SBS також носить пороговий характер. Для розрахунку величини граничної потужності сигналу  $P_B$ , при якій значна частина потужності сигналу розсіюється, використовують наступний вираз :

$$P_B = \frac{21 \cdot A_{\text{эфф}}}{g_B \cdot L_{\text{эфф}}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta f_S}{\Delta f_B}\right), \quad (\text{Г. 36})$$

де  $\Delta f_S$  - ширина смуги джерела випромінювання, МГц;

$\Delta f_B$  - ширина смуги бріллюеновського розсіювання, МГц;



$g_B$  - коефіцієнт бріллюенівського підсилення,  $g_B = 5 \cdot 10^{11} \text{ м / Вт}$ .

При використанні монохроматичного джерела випромінювання рекомендована максимальна потужність сигналу в каналі через вплив ефекту SBS обмежена величиною 5 мВт. Практично допускається більша величина потужності, тому що ширина смуги джерела випромінювання значно перевищує ширину смуги від ефекту SBS. Так, при швидкості передачі 2,5 Гбіт/с (STM-16) в системах DWDM з прямою модуляцією лазера ширина смуги джерела випромінювання звичайно становить 0,08 нм, при швидкості 10 Гбіт/с - 0,16 нм, а при швидкості 40 Гбіт/с - 0,32 нм.

Коефіцієнт ненасиченого посилення  $G_A$  бріллюенівського розсіювання розраховується за формулою [14]:

$$G_A = \exp(g_0 \cdot L_{\text{эфф}}), \quad (\text{Г. 37})$$

де  $g_0$  - коефіцієнт посилення так званого слабкого сигналу (сигналу, що з'явився в результаті впливу ефекту SBS):

$$g_0 = \frac{g_B(B) \cdot P_0}{A_{\text{эфф}}}, \quad (\text{Г. 38})$$

де  $g_B(B)$  - коефіцієнт SBS, що залежить від швидкості передачі  $B$ :

$$g_B(B) = \frac{\Delta f_B}{B + \Delta f_B} \cdot g_B, \quad (\text{Г. 39})$$

Коефіцієнт ненасиченого підсилення  $G_A$  перетворимо до вигляду:

$$G_A = \exp\left(\frac{P_0 \cdot g_B \cdot L_{\text{эфф}} \cdot \Delta f_B}{A_{\text{эфф}} \cdot (B + \Delta f_B)}\right). \quad (\text{Г. 40})$$

Таким чином, вплив ефекту вимушеного розсіювання Бріллюена не залежить від кількості оптичних каналів в системі WDM, але залежить від швидкості передачі даних в оптичному каналі.

Для розрахунку втрат потужності оптичного сигналу в результаті впливу ефекту SBS використовуємо вираз:

$$\Delta P_{\text{SBS}} = 10 \lg\left(\frac{1}{D_P}\right), \text{ дБ} \quad (\text{Г. 41})$$

де  $D_P$  - фактор виснаження потужності сигналу:  $D_P = \frac{1+r_0}{1+r_0 \cdot G_A^{1+r_0}}$ .

Для бріллюенівського розсіяння значення коефіцієнта  $r_0 = 1$  через малу величину зсуву частоти спектра.

Перетворимо формулу до виду:

$$\Delta P_{SBS.} = 10 \cdot \lg \left( \frac{1 + G_A^2}{2} \right), \text{дБ} \quad (\text{Г.42})$$

Запишемо остаточний вираз, за яким обраховуються втрати вносимо ефектом розсіювання Бріллюена :

$$\Delta P_{SBS.} = 10 \log \left[ \frac{1 + e^{\left[ \frac{2 \cdot P_0 \cdot \left( \frac{\frac{-(\alpha \cdot L)}{4.343 \cdot e^{4.343}}}{\alpha} \right) \cdot \Delta f_b \cdot g_b}{A_{\text{эф}} \cdot (V + \Delta f_b)} \right]}}{2} \right]. \quad (\text{Г.43})$$

Побудуємо графіки залежності втрати потужності у наслідок ефекту розсіювання Бріллюена для змодельованої DWDMсистеми від довжини підсилюючої ділянки, швидкості передачі даних та вхідної потужності (відповідно Рис.Г.10., Рис. Г.11. та Рис. Г.12.).

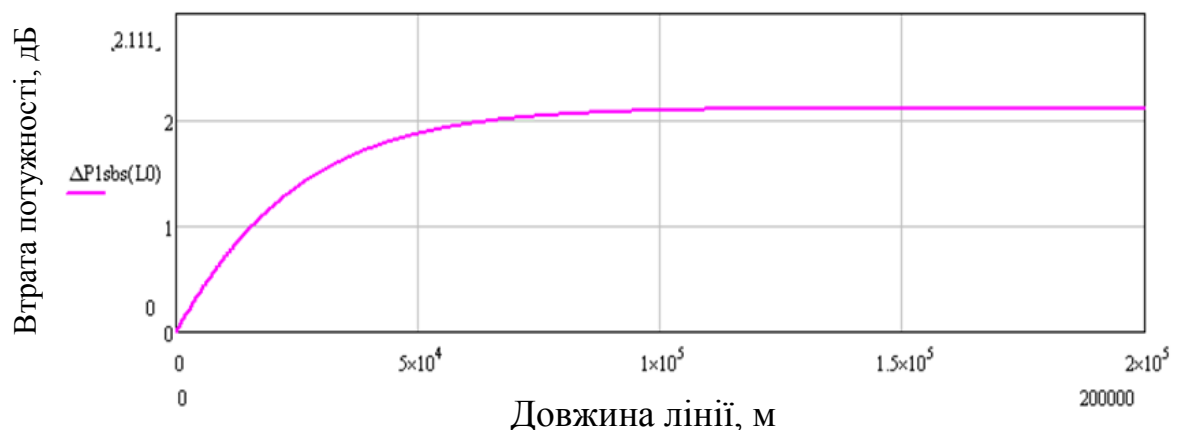


Рис.Г.10.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту розсіювання Бріллюена змодельованої DWDMсистеми від довжини підсилюючої ділянки



Рис.Г.11.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту розсіювання Бріллюена змодельованої DWDMсистеми від швидкості передачі

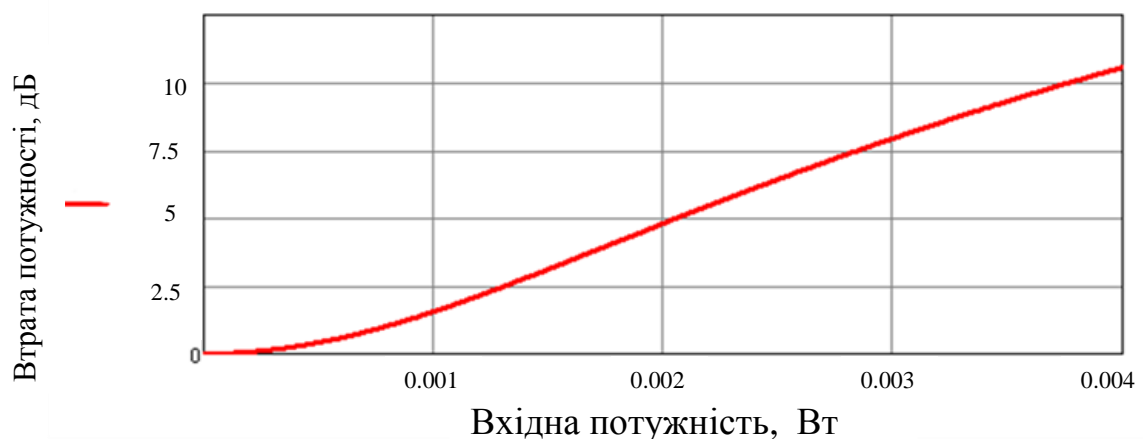


Рис.Г.12.Залежності втрати потужності в наслідок ефекту розсіювання Бріллюена змодельованої DWDMсистеми від вхідної потужності

Втрати потужності сигналу від впливу ефектом вимушеного розсіювання Бріллюена збільшуються при наступних параметрах системи [93]:

- Зі збільшенням потужності сигналу, що вводиться в волокно;
- Зі зменшенням швидкості передачі в каналі;
- Зі збільшенням довжини підсилючої ділянки;
- Зі зменшенням ефективної площі серцевини волокна;

- Зі збільшенням ширина смуги бріллюенівського розсіювання.

На відміну від ефекту SRS бріллюенівське розсіювання не залежить від числа каналів в системі і від канального інтервалу. Ефект SBS може спостерігатися і в одноканальних системах. Значною мірою на прояв ефекту SBS впливає швидкість передачі і, відповідно, ширина смуги джерела випромінювання. Причому, при збільшенні швидкості передачі втрати потужності сигналу через ефект SBS стають менше.

Стандартне волокно G.652 більш ефектно, ніж волокно G.655, пригнічує нелінійні ефекти SRS і SBS завдяки більшій ефективній площі серцевини волокна і меншою ширині смуги виникає бріллюенівського розсіювання.

Проведемо розрахунок для змодельованої системи, підставивши вихідні данні. Таким чином втрати потужності у наслідок нелінійного ефекту розсіювання Рамана становлять:

$$\Delta P_{SBS} = 2.111 \text{ дБ.} \quad (\text{Г. 44})$$

### **Дослідження впливу ефекту чотирьоххвильового змішання**

Для систем DWDM одним з найважливіших нелінійних ефектів є чотирьоххвильове змішення (FWM – FourWaveMixing). Цей ефект не залежить від швидкості передачі, а визначається в основному між канального інтервалами, потужністю вводиться в волокно сигналу і питомої дисперсією волокна.

Чотирьоххвильове змішання призводить до появи нових сигналів, частина з яких потрапляє в канали системи DWDM і викликає перехресні перешкоди (заважаючі сигнали). Для появи нових сигналів достатньо, щоб при взаємодії в нелінійному середовищі брали участь, принаймні, дві світлові хвилі з близькими частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2$  ( $\omega_1 < \omega_2$ ). Тоді виникають ще дві хвилі, з частотами  $2\omega_1 - \omega_2$  і  $2\omega_2 - \omega_1$ , які поширюються в тому ж напрямку.

Якщо ж при взаємодії беруть участь три світлові хвилі з близькими частотами ( $w_i$ ,  $w_j$ , и  $w_k$ ), то четверта хвиля з'являється на частоті [14]:

$$w_{ijk} = w_i + w_j - w_k; \quad (\Gamma.45)$$

де  $i, j, k$  - порядкові номери робочих каналів системи від 1 до  $N$ .

На рис.Г.13. зображена схема утворення нових сигналів при взаємодії трьох вихідних світлових хвиль у випадку рівномірного міжканального інтервалу в системі DWDM.

Так як частотний план (Рекомендація ITU-T G.692) передбачає рівномірний крок між частотами в системах DWDM, то з'являються заважаючі сигнали близькі за частотою робочим сигналам. Це призводить до значних перехресним перешкод в оптичних каналах.

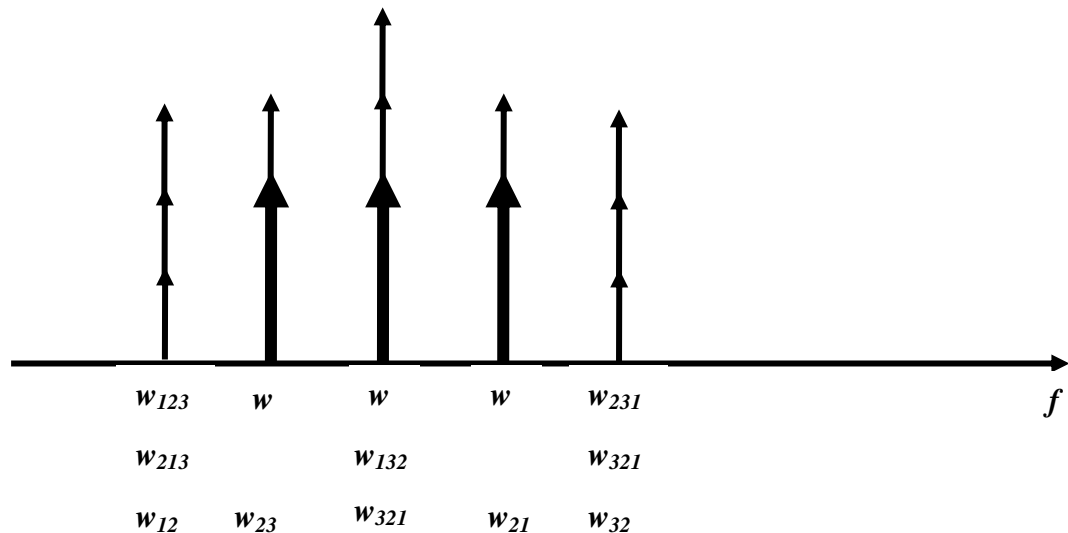


Рис.Г.13.Схема виникнення нових сигналів при впливі ефекту FWM.

В системах DWDM з числом каналів  $N$  в результаті дії ефекту FWM загальне число заважаючих сигналів  $m$  можна оцінити за формулою:

$$m = N(N - 1)^2; \quad (\Gamma.46)$$

Особливо серйозні проблеми виникають у системах DWDM, що використовують волокно із зсувом дисперсії стандарту G.653. Ступінь прояву ефекту FWM зростає зі зменшенням величини питомої хроматичної дисперсії. При використанні волокна з незміщеної дисперсією стандарту G.652 вплив ефекту FWM зменшується при збільшенні міжканального інтервалу [14].

Перешкоди в результаті впливу ефекту FWM викликають закриття глазкової діаграми на виході фотоприймача, приводячи до погіршення коефіцієнта бітових помилок BER. Збільшення кроку частот між каналами і вплив хроматичної дисперсії зменшують появу ефекту FWM за рахунок руйнування фазових співвідношень між взаємодіючими хвилями.

Для зменшення впливу ефекту FWM доцільно використовувати оптичне волокно з ненульовою зміщеною дисперсією стандарту G.655.

При описі ефекту чотирьох хвильового зміщення розглянемо сигнал, який представляє собою суму з  $n$  монохроматичних хвиль:

$$E(r, t) = \sum_{i=1}^n E_i \cos(w_i t - \beta_i z); \quad (\text{Г.47})$$

Нелінійна поляризація електромагнітного поля  $P_{NL}(r, t)$ , що виникає в нелінійній оптичній середовищі, визначається виразом [39]:

$$\begin{aligned} P_{NL}(r, t) &= \varepsilon_0 \chi^3 E^3(r, t) = \varepsilon_0 \chi^3 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n E_i \cos(w_i t - \beta_i z) E_j \cos(w_j t - \beta_j z) E_k \cos(w_k t - \beta_k z) = \\ &= \frac{3\varepsilon_0 \chi^3}{4} \sum_{i=1}^n (E_i^2 + 2 \sum_{j \neq i} E_i E_j) E_i \cos(w_i t - \beta_i z) + \frac{\varepsilon_0 \chi^3}{4} \sum_{i=1}^n E_i^3 \cos(3w_i t - 3\beta_i z) + \\ &\quad + \frac{3\varepsilon_0 \chi^3}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{k \neq i} E_i^2 E_k \cos[(2w_i - w_k)t - (2\beta_i - \beta_k)z] + \\ &\quad + \frac{3\varepsilon_0 \chi^3}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{k \neq i} E_i^2 E_k \cos[(2w_i + w_k)t - (2\beta_i + \beta_k)z] + \\ &\quad + \frac{6\varepsilon_0 \chi^3}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j>i} \sum_{k>j} E_i E_j E_k \{ \cos[(w_i + w_j + w_k)t - (\beta_i + \beta_j + \beta_k)z] + \\ &\quad + \cos[(w_i + w_j - w_k)t - (\beta_i + \beta_j - \beta_k)z] + \cos[(w_i - w_j + w_k)t - (\beta_i - \beta_j + \beta_k)z] + \\ &\quad + \cos[(w_i - w_j - w_k)t - (\beta_i - \beta_j - \beta_k)z] \}, \end{aligned} \quad (\text{Г.48})$$

де  $\beta_i, \beta_j, \beta_k$ - постійна розповсюдження світових хвиль відповідно у каналах  $i, j$  та  $k$ .

Таким чином, нелінійність середовища генерує додаткові хвилі на частотах  $w_i \pm w_j \pm w_k$ . Це явище називається змішанням чотирьох хвиль, тому що при об'єднанні трьох хвиль з частотами  $w_i, w_j, w_k$  утворюється четверта хвиля на частоті  $w_i \pm w_j \pm w_k$ .

Перший доданок виразу  $P_{NL}(r, t)$  відображає вплив ефекту SPM і CPM. Наступним доданком виразу можна знехтувати, оскільки він не входить в частотний діапазон системи DWDM. Наступні два члени виразу відображають ефект виродженого чотирьоххвильового змішання, коли  $w_i = w_j$ . Тут дві хвилі створюють, взаємодіючи, дві додаткові хвилі: стоксову (низькочастотну)  $2w_1 - w_2$  і антистоксову (високочастотну)  $2w_2 - w_1$ . Останній член виразу відображає вплив ефекту невиродженого чотирьоххвильового змішання: три одночасно поширюваних сигнали, взаємодіючи, призводять до появи нових хвиль на частотах:  $w_{ijk} = w_i + w_j - w_k$  (іншими комбінаціями нехтуємо за вищезазначеними причинами), де  $i \neq k, j \neq k$ . Слід зазначити, що при  $i = j$  виникає ефект виродженого FWM.

Будемо вважати коефіцієнт виродження  $d_{ijk}$  що дорівнює 3, якщо  $i = j$  (вироджені FWM) і  $d_{ijk} = 6$  при  $i \neq j$ . В результаті елемент нелінійної поляризації, що відображає ефект FWM, виглядає наступним чином:

$$P_{NL}(z, t) = \frac{\varepsilon_0 \chi^3}{4} \cdot d_{ijk} E_i E_j E_k \cos[(w_i + w_j - w_k)t - (\beta_i + \beta_j - \beta_k)z]. \quad (5.5)$$

Рішенням даного рівняння є функція значення потужності сигналу, що генерується на частоті  $w_{ijk}$  на відстані  $L$  від початку лінії [14]:

$$P_{ijk} = \left( \frac{w_{ijk} k_n d_{ijk}}{3cA_{\text{эфф}}} \right) P_i P_j P_k L^2, \quad (Г.49)$$

де  $P_i, P_j, P_k$  - потужності сигналів на вході волокна з круговими частотами  $w_i, w_j, w_k$ .

Дана формула не враховує втрати потужності сигналу і дисперсію оптичного волокна. Щоб взяти до уваги втрати потужності сигналу, необхідно ввести коефіцієнт загасання оптичного волокна  $\alpha$ , а довжину лінії  $L$  замінити ефективною довжиною  $L_{\text{эфф}}$ . Для врахування впливу дисперсії волокна використовується коефіцієнт ефективності чотирьоххвильового

зміщення  $n_{ijk}$ . З урахуванням зазначених параметрів розрахунок потужності заважає сигналу на частоті  $f_{ijk}$  проводиться за формулою:

$$P_{ijk} = \left( \frac{2\pi f_{ijk} k_n d_{ijk} L_{\text{эфф}}}{3c A_{\text{эфф}}} \right) P_i P_j P_k \cdot 10^{-0.1 \cdot \alpha \cdot L}. \quad (\text{Г. 50})$$

Коефіцієнт ефективності чотирьоххвильового змішання розраховується за формулою:

$$n_{ijk} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\Delta\beta)^2} \left[ 1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta \cdot L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right], \quad (\text{Г. 51})$$

де  $\Delta\beta$  - різниця постійних поширення взаємодіючих хвиль.

Для лінії довжиною понад 20 км складова  $\left[ 1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta \cdot L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right] \approx 1$ , тому коефіцієнт  $n_{ijk}$  будемо розраховувати за спрощеною формулою [14]:

$$n_{ijk} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\Delta\beta)^2}. \quad (\text{Г. 52})$$

Для урахування дисперсійного параметра  $D$  використовується постійна поширення  $\beta_2$ . Функціональний зв'язок між  $\beta_2$  і  $D$  встановлює вираз:

$$D(\lambda) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2. \quad (\text{Г. 53})$$

Різницю постійних поширення  $\Delta\beta$  оцінимо за формулою:

$$\Delta\beta = \frac{1}{2} \beta_2 (\Delta\omega)^2 = 2\pi^2 \beta_2 (\Delta f)^2 = -\frac{\pi \cdot D(\lambda) \cdot \lambda^2}{c} (\Delta f)^2. \quad (\text{Г. 54})$$

Тут:  $D(\lambda)$  - питома хроматична дисперсія, пс / (нм·км);

$\lambda$  - довжина хвилі, що відповідає робочій частоті каналу, нм;

$c$  - швидкість поширення світла, км/с;

$\Delta f$  - різниця несучих частот між сусідніми каналами, ТГц.

Питома хроматична дисперсія  $D(\lambda)$  залежить від довжини хвилі, тому її значення для різних каналів системи DWDM буде різними.

Питому хроматичну дисперсію для волокон SMF (Рекомендація G.652) розраховуємо за формулою:

$$D(\lambda) = \frac{S_0 \left( \lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right)}{4}, \quad (\text{Г. 55})$$



де  $\lambda_0$ - довжина хвилі нульової дисперсії,  $\lambda_0 = 1310\text{нм}$  для волокна G.652,

$S_0$ - нахил дисперсионной кривої в точці нульової дисперсії,  $S_0 = 0,092\text{пс}/(\text{нм}^2 \cdot \text{км})$  для волокна стандарту G.652.

Для систем DWDM з довільним числом каналів  $N$  були отримані такі вирази для розрахунку числа заважаючих сигналів від числа каналів системи DWDM для випадків виродженого і невиродженого FWM:

- $M_1 = N(N - 1)(N - 2)$ - для невиродженого FWM  $i \neq j$ ;
- $M_2 = N(N - 1)$ - для виродженого FWM,  $i = j$ .

При цьому загальна кількість заважаючих сигналів складе [14]:

$$m = M_1 + M_2 = N(N - 1)^2. \quad (\Gamma.56)$$

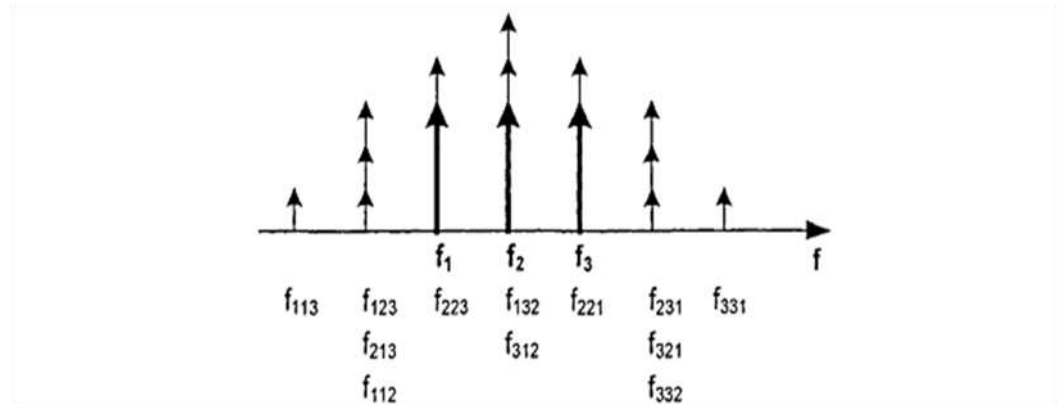


Рис.Г.14. Схема утворення заважаючих сигналів у випадку організації 3 каналів в системі DWDM

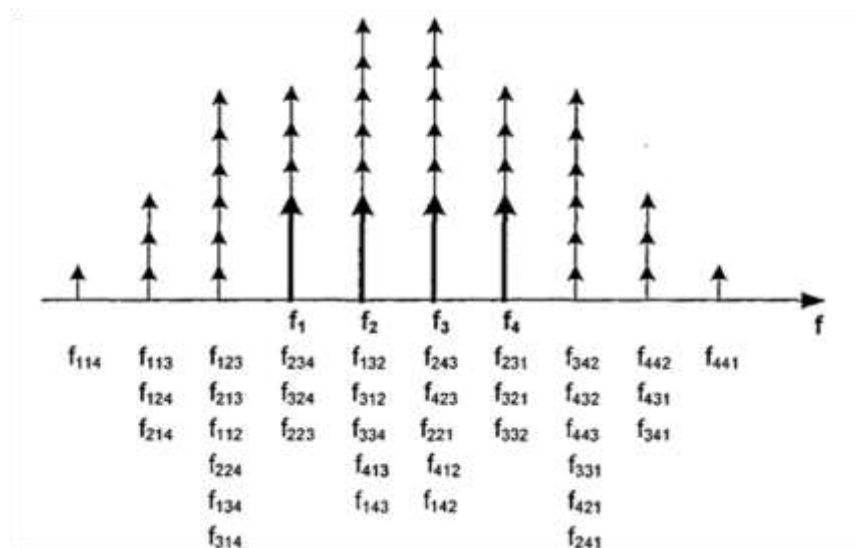


Рис.Г.15. Схема утворення заважаючих сигналів у випадку організації 4 каналів в системі DWDM

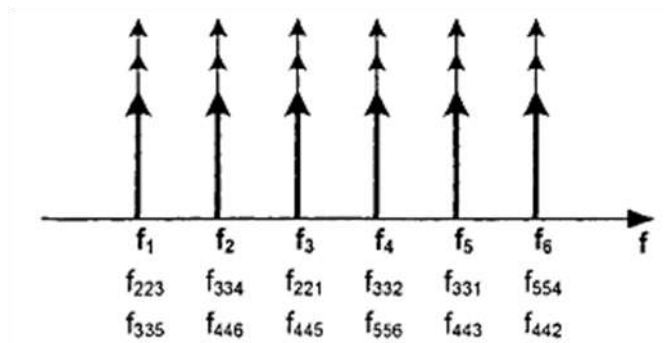


Рис.Г.16. Схема утворення заважаючих сигналів у випадку виродженого FWM при 6 каналах у системі

У таблиці. Г.1. наведені результати розрахунків кількості заважаючих сигналів для систем DWDM з числом оптичних каналів від 3 до 40.

Однак не всі з з'явившихся заважаючих сигналів потрапляють в канали системи DWDM. Багато які з них виходять за межі її робочого діапазону частот. В цьому випадку необхідно визначити кількість сигналів, що заважають FWM в кожному з каналів системи DWDM.

Табл. Г.1

**Кількість заважаючих сигналів в системах DWDM при впливі FWM**

Кількість оптичних каналів	3	4	5	6	8	10	14	16	20	24	28	32	38	40
Кількість заважаючих сигналів при виродженому FWM	6	12	20	30	56	90	182	240	380	552	756	992	1406	1560
Кількість заважаючих сигналів при невиродженому FWM	6	24	60	120	336	720	2148	3360	6840	12144	19656	29760	50616	59280
Загальна кількість заважаючих сигналів	12	36	80	150	392	810	2366	3600	7220	12696	20412	30752	52022	60840

Розглянемо процес утворення заважають сигналів при виродженому чотирьох хвильовому змішеанні. В результаті виродженого FWM один заважаючий сигнал з'явився в 1-му каналі і один в 3-м. В чотирьохканальній системі в кожному каналі з'явилося по одному заважаючих сигнали. При використанні в системі 5 каналів ще по одному сигналу додалося в 1-му, 3-му і 5-му каналі. В шестиканальній системі в результаті виродженого FWM на кожній частоті з'явилися по два заважаючих сигнали.

На підставі проведених досліджень отримано функціональні залежності кількості заважають сигналів  $m$  в кожному з  $N$  каналів системи DWDM в разі виродженого чотирьох хвильового зміщення:

- при парній кількості оптичних каналів в кожному каналі з'являється  $m_2 = \frac{N}{2} - 1$  заважаючих сигнали, всього в системі  $\frac{N(N-2)}{2}$  заважаючих сигнали;
- при непарній кількості оптичних каналів в непарних каналах з'являється  $m_2 = \frac{N-1}{2}$  заважаючих сигнали, в парних каналах сигналів, всього в системі  $\frac{(N-1)^2}{2}$  заважаючих сигнали.

Наприклад, у системі DWDM з 40 каналами в результаті виродженого FWM з'явиться в кожному каналі 19 заважаючих сигнали, а всього в системі утворюється 760 заважаючих сигнали.

Розглянемо процес утворення заважаючих сигналів при невиродженому чотирьоххвильовому зміщенні. При невиродженому FWM в триканальній системі два заважаючих сигналу з'явилося в 2-му каналі. В чотирьохканальній системі - по два заважаючих сигнали з'явилися в 1-м і 4-м каналах і по чотири в 2-м і 3-м. В п'ятиканальній системі в 1-м і 5-му каналі з'явилося по чотири заважаючих сигнали, в 2-м, 3-м і 4-м - по вісім. Тут в каналах з 1-го по 6-й з'являються відповідно 8, 12, 14, 14, 12, 8 заважаючих сигнали. Всі інші перешкоди вийдуть за межі частотного діапазону системи.

Аналогічним чином досліджуємо появу заважаючих сигналів при невироджених FWM у всіх каналах в системі DWDM з 7-ма і більше каналами. На підставі аналізу отриманих результатів були виявлені закономірності та рекурентні співвідношення, що дозволяють підраховувати кількість заважаючих сигналів  $m_1$  в кожному  $i$  –му каналі системи DWDM:

- при парній кількості оптичних каналів  $N$  в кожному  $i$  –м каналі системи DWDM з'являється,  $m_1 = \frac{N^2}{2} + N(i - 3) - i(i - 1) + 2$  завади;
- при непарній кількості оптичних каналів  $N$  в непарних каналах з'являється  $m_1 = \frac{N^2}{2} + N(i - 3) - i(i - 1) + 1.5$  завади, а в парних каналах -  $m_1 = \frac{N^2}{2} + N(i - 3) - i(i - 1) + 2.5$  заважаючі сигнали.

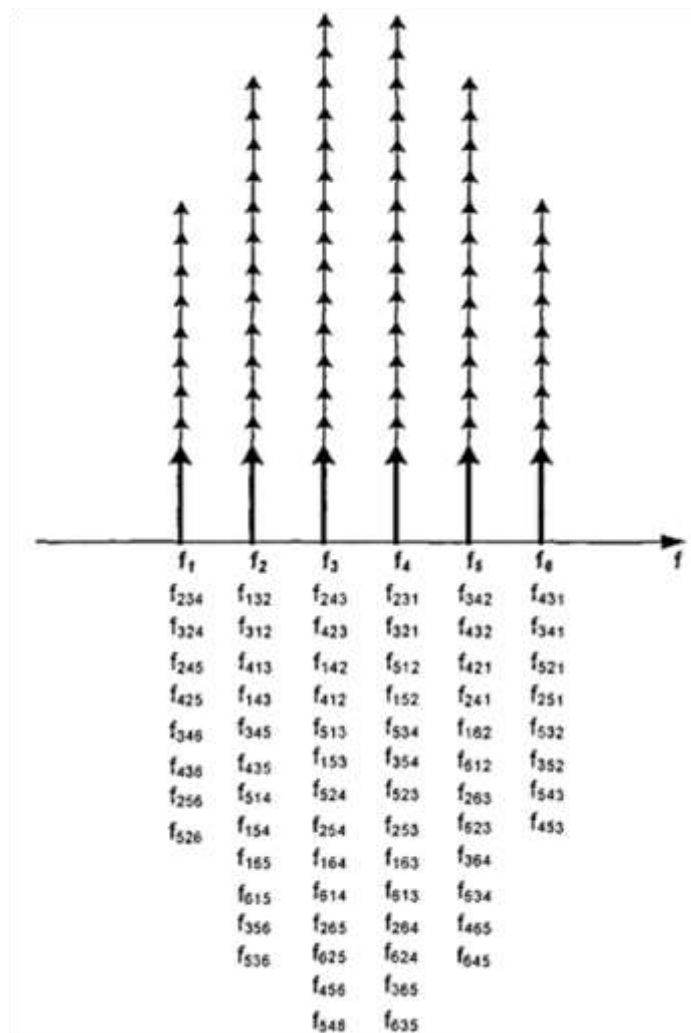


Рис.Г.17. Схема виникнення заважаючих сигналів у випадку не виродженого FWM при 6 каналах у DWDM системі

Загальна кількість заважаючих сигналів в кожному оптичному каналі різна. У таблиці Г.2.наведені результати розрахунку кількості заважаючих сигналів в кожному каналі на прикладі системи DWDM з 40 каналів. У таблиці Г.3. наведені результати розрахунку загальної кількості заважаючих сигналів для систем DWDM з 80 і 160 каналами.

На рис.Г.18. показана залежність кількості утворившихся заважаючих сигналів від числа каналів в системі DWDM. Збільшення числа каналів в системі DWDM веде до різкого збільшення числа заважають сигналів на робочих частотах системи [14].

*Табл. Г.2*

**Кількість заважаючих сигналів в каналах системи DWDM з 40  
каналами**

Номер каналу	1	5	10	15	20	25	30	35	40
Кількість заважаючих сигналів при виродженому FWM	19	19	19	19	19	19	19	19	19
Кількість заважаючих сигналів при невиродженому FWM	722	862	992	1072	1102	1082	1012	892	722
Загальна кількість заважаючих сигналів	741	881	1011	1091	1121	1101	1031	911	741

На рис.Г.19. показано розподіл кількості заважаючих сигналів за номерами каналів системи DWDM. Кількість заважають сигналів, утворених у центральних каналах системи DWDM, на 50-55% більше в порівнянні з крайніми каналами.

**Кількість заважаючих сигналів в каналах системи DWDM з 80 і  
160 каналами**

Номер каналу	1	10	20	30	40	50	60	70	80
Загальна кількість заважаючих сигналів	3081	3711	4221	4531	4641	4551	4261	3771	3081
Номер каналу	1	20	40	60	80	100	120	140	160
Загальна кількість заважаючих сигналів	12561	15221	17241	18461	18881	18501	17321	15341	12561

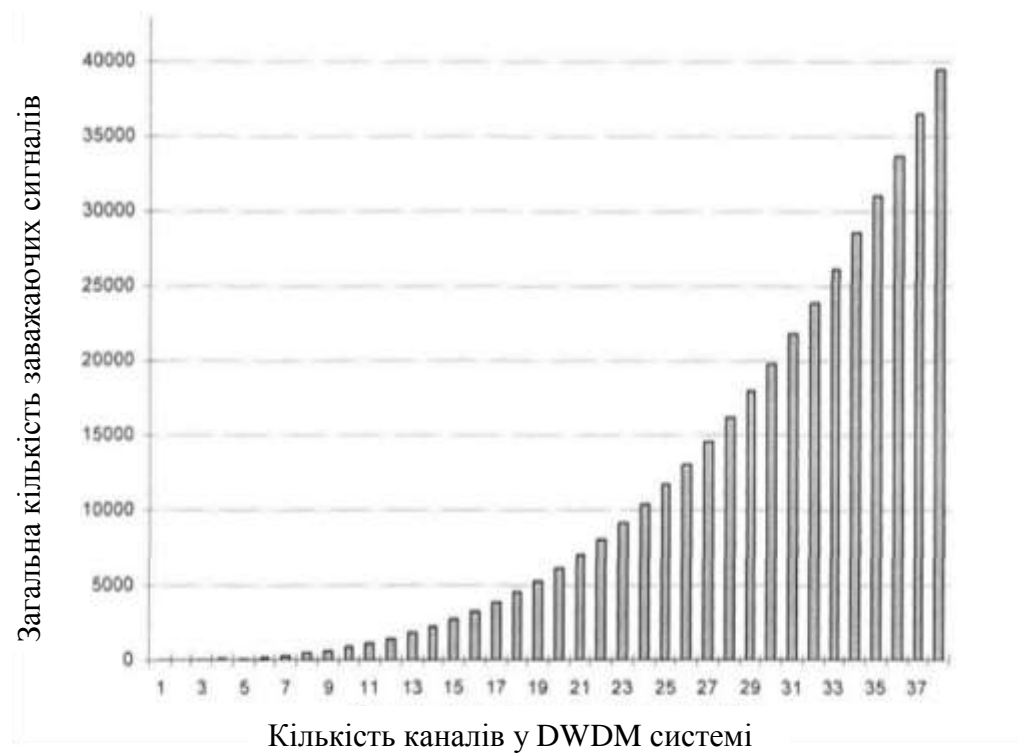


Рис.Г.18. Залежність загальної кількості утворившихся заважаючих сигналів від кількості каналів у DWDMсистемі

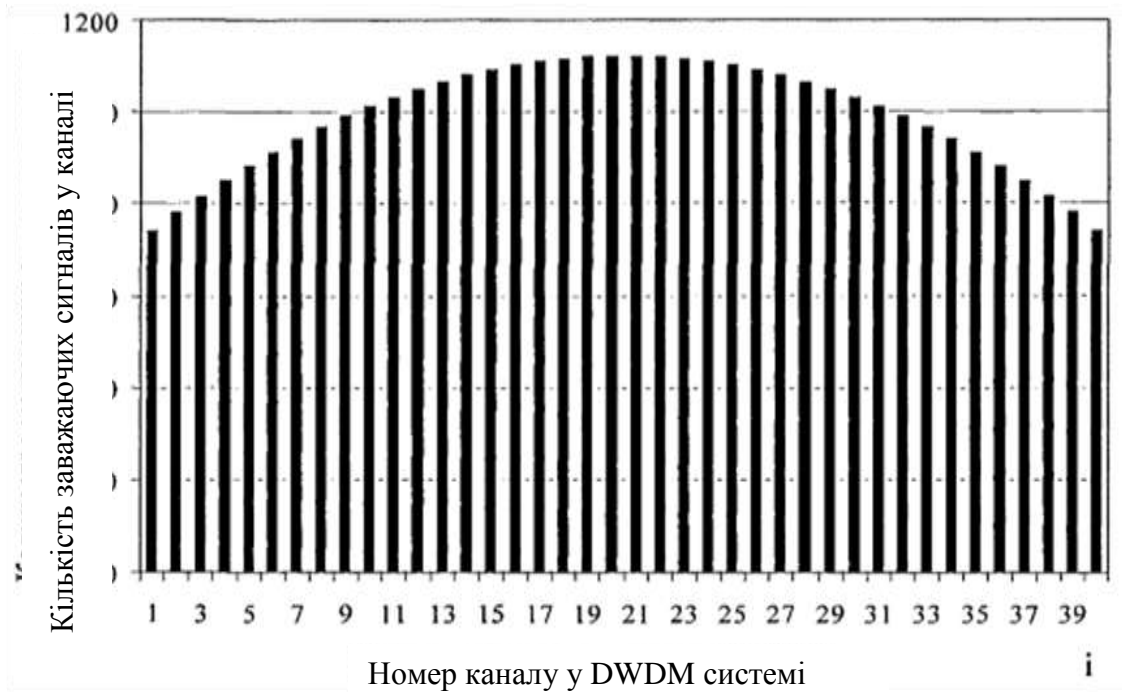


Рис.Г.19. Розподілення кількості заважаючих сигналів за оптичними каналами системи DWDM при  $N=40$

Розрахуємо загальну потужність шумів, що створюються внаслідок ефекту виродженого і не виродженого чотирьохвильового змішання [14].

Якщо визначена потужність перешкоди, створюваної не виродженим FWM  $P_{1ijk}$ , і потужність перешкоди, створюваної виродженим FWM  $P_{2ijk}$ , то загальна потужність шуму  $P_{FWM}$  в оптичному каналі з частотою  $f_{ijk}$  розраховується за формулою:

$$P_{FWM} = \sqrt{m_1 \cdot P_{1ijk}^2 + m_2 \cdot P_{2ijk}^2}, \quad (\text{Г.57})$$

де  $m_1$  і  $m_2$  - число заважаючих сигналів, що з'явилися в результаті не виродженого і виродженого FWM.

Проведемо розрахунок потужності шуму, який виник у наслідок ефекту чотирьохвильового змішання.

Середнє значення загальної кількості завад у одному каналі буде складати:

$$m_{\text{кан.сер.}} = \frac{N(N-1)^2}{N} = (N-1)^2 = 1521; \quad (\text{Г.58})$$

Запишемо загальний вираз, який визначає потужність шуму у каналі DWDM системи:

$$P_{FWM} = \sqrt{(N-1)^2 \cdot \left[ \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\Delta\beta)^2} \frac{k_n \cdot d_{ijk} \cdot 2\pi \cdot f \cdot \frac{4,343}{\alpha} \left(1 - e^{-\frac{\alpha L}{4,343}}\right)}{3 \cdot c \cdot A_{\text{эфф}}} \right]^2 \cdot \left(\frac{P_{vh}}{N}\right)^3 \cdot 10^{-0.1 \cdot \alpha \cdot L}}. \quad (\Gamma.59)$$

Підставивши вихідні дані, отримаємо [126]:

$$P_{FWM} = 3.366 \cdot 10^{-16}, \text{Вт} \quad (\Gamma.60)$$

На потужність шуму при впливі ефекту чотирьох хвильового зміщення в ОВ впливають такі чинники: вводима у волокно потужність сигналу  $P_0$ , ефективна площа серцевини волокна  $A_{\text{эфф}}$ , число каналів в системі  $N$ , рознос частот між сусідніми каналами  $\Delta f$ , довжина хвилі оптичного каналу  $\lambda$ , дисперсійні характеристики оптичного волокна.

Розглянемо характер зміни потужності шуму FWM при зміні значень параметрів системи DWDM [5]:

- при збільшенні потужності сигналу в каналі потужність шуму FWM збільшується;
- при збільшенні числа каналів потужність шуму в оптичному каналі збільшується;
- при зменшенні міжканального інтервалу потужність шуму в каналі збільшується;
- потужність шуму зменшується при збільшенні довжини хвилі несучого сигналу;
- при зменшенні значення питомої дисперсії волокна потужність шуму FWM збільшується;
- при зменшенні ефективної площі серцевини волокна потужність шуму зростає;



## Дослідження впливу оптичного підсилювача

Оптичні шуми в каналах системи DWDM можна розділити на наступні складові: квантовий шум, шуми оптичних підсилювачів, шуми, що виникають в результаті нелінійних спотворень. Квантовий шум виникає в оптичному волокні в результаті квантових флуктуації. Потужність квантового шуму визначається виразом [39] :

$$P_{\text{кв.шум}} = h \cdot f \cdot \Delta\nu, \quad (\text{Г.61})$$

де  $h$ - постійна Планка ( $h = 6.62 \cdot 10^{-34} \text{Вт} \cdot \text{с}^2$ ),  $f$ - частота несучого сигналу,  $\Delta\nu$ - ширина спектру оптичного фільтру.

При передачі оптичного сигналу в діапазоні довжин хвиль третього вікна прозорості (1530 ÷ 1560 нм) ця потужність складе близько  $10^{-9}$  Вт.

Джерелом шуму в оптичних підсилювачах є посилена спонтанна емісія (ASE - Amplified Spontaneous Emission). Її спектральна щільність близька до щільності білого шуму.

Параметр «шум-фактор» підсилювача (NF - noise figure) показує перевищення потужності шуму в підсилювачі в порівнянні з потужністю корисного сигналу, і визначається відношенням сигнал-шум на вході ( $OSNR_{in}$ ) до відношення сигнал-шум на виході ( $OSNR_{out}$ ) підсилювача :

$$NF = \frac{P_{Sin}}{P_{Nin}} / \frac{P_{Sout}}{P_{Nout}} = \frac{OSNR_{in}}{OSNR_{out}}, \quad (\text{Г.62})$$

де  $P_{Sin}$  та  $P_{Sout}$ - потужність корисних сигналів на вході та виході підсилювача,  $P_{Nin}$  та  $P_{Nout}$ - потужність шуму на вході та виході підсилювача.

Шум-фактор підсилювача розраховується в умовах, коли на вхід подається ідеальний когерентний сигнал частоти  $f$ . Відношення сигнал/шум такого сигналу обчислюється за формулою [46]:

$$OSNR_{in} = \frac{P_{Sin}}{h \cdot f \cdot \Delta\nu}. \quad (\text{Г.63})$$

При цьому потужність шуму на виході буде складатися з потужності посиленого спонтанного випромінювання  $P_{ASE}$  і потужності квантового шуму:

$$P_{Nout} = P_{\text{шум.підс.}} + h \cdot f \cdot \Delta\nu. \quad (\text{Г.64})$$

Потужність посиленого спонтанного випромінювання  $P_{ASE}$  визначається виразом:

$$P_{\text{шум.підс.}} = 2n_{sp} \cdot (G - 1) \cdot h \cdot f \cdot \Delta\nu, \quad (\text{Г.65})$$

де  $n_{sp}$ -коефіцієнт спонтанної емісії,  $G$  - коефіцієнт підсилення оптичного підсилювача.

Прийmemo що  $\frac{P_{Sout}}{P_{Sin}} = G$ . Тоді шум-фактор можна розрахувати через коефіцієнт підсилення та коефіцієнт спонтанної емісії:

$$NF = \frac{1}{G} \left( 1 + 2n_{sp}(G - 1) \right). \quad (\text{Г.66})$$

Тоді потужність підсиленого спонтанного випромінювання складе:

$$P_{\text{шум.підс.}} = (NF \cdot G - 1)h \cdot f \cdot \Delta\nu. \quad (\text{Г.67})$$

Значення коефіцієнта посилення тут є визначальним. При  $G = 1000$  (в логарифмічному еквіваленті  $g = 30$  дБ) потужність шуму посиленого спонтанного випромінювання досягає величини  $10^{-6}$  Вт.

Часто при описі роботи підсилювача значення шум-фактора, як і значення коефіцієнта підсилення, вказується в дБ:  $nf = 10 \lg NF$ . При  $G \gg 1$   $NF = 2n_{sp}$ . Таким чином, в підсилювачах з великим коефіцієнтом посилення мінімальне значення шум-фактора (теоретичний межа)  $NF$  дорівнює 2 ( $nf = 3$  дБ) і досягається при  $n_{sp} = 1$ . На практиці типові значення  $nf$  становлять 5-6 дБ [46]. На рис.Г.20 наведена отримана залежність потужності шуму оптичного підсилювача (потужності шуму підсиленого спонтанного випромінювання) від коефіцієнта посилення при значенні шум-фактора 6 дБ.

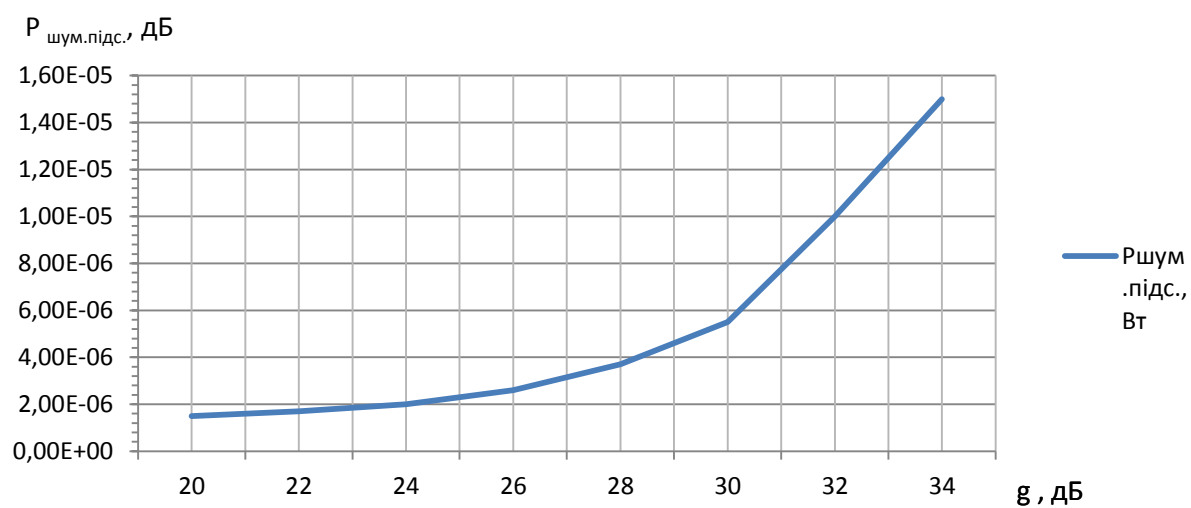


Рис.Г.20. Залежність потужності шуму оптичного підсилювача від коефіцієнта підсилення